

MINISTERUL ÎNVĂȚĂMÂNTULUI



Prof. dr. ing. I. CIOC

Conf. dr. ing. C. NICA

PROIECTAREA MĂȘINILOR ELECTRICE



EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ, R.A.
BUCUREȘTI, 1994

Referent : prof. dr. doc. ing. ANDREI NICOLAIDE

ISBN : 973-30-2937-8

Redactor : ing. MARIA BELURI
ing. RODICA DUMITRAȘCU
Tehnoredactor : ION MIREA
Coperta : DUMITRU ȘMALENIC

CUPRINS

PREFAȚĂ	11
PARTEA ÎNȚI. NOȚIUNI GENERALE	
CAPITOLUL 1. TIPURI CONSTRUCTIVE, DE PROTECȚIE ȘI DE VENTILAȚIE ALE MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE	13
1.1. Tipuri constructive	13
1.2. Tipuri de protecție	18
1.2.1. Simbolurile indicatoare privind protecția persoanelor contra atingerii și contra pătrunderii corpurilor solide străine	20
1.2.2. Simbolurile indicatoare privind protecția contra pătrunderii apei	21
1.3. Tipuri de ventilație folosite la mașinile electrice normale	23
1.3.1. Clasificarea mașinilor electrice din punct de vedere al ventilației	23
1.3.2. Mașini cu ventilație naturală	24
1.3.3. Mașini cu ventilație forțată	24
1.4. Considerații privind influența ventilației asupra proiectării mașinii	31
CAPITOLUL 2. MATERIALE UTILIZATE ÎN CONSTRUCȚIA MAȘINILOR ELECTRICE	33
2.1. Materiale feromagnetice pentru circuitul magnetic	34
2.2. Materiale conductoare pentru înfășurări	37
2.3. Materiale electroizolante	39
CAPITOLUL 3. ASPECTE PRIVIND ÎNCERCĂRILE MAȘINILOR ELECTRICE	40
PARTEA A DOUA. CONSTRUCȚIA ȘI CALCULUL MAȘINILOR ELECTRICE	51
CAPITOLUL 4. DIMENSIUNILE ȘI SOLICITĂRILE ELECTROMAGNETICE ALE MAȘINILOR ELECTRICE	51
4.1. Dimensiunile geometrice principale și ideale ale mașinilor electrice	51
4.1.1. Dimensiunile geometrice principale ale mașinilor electrice	51
4.1.2. Dimensiunile ideale ale mașinilor electrice	52
4.2. Solicitățile electromagnetice principale ale mașinilor electrice	59
4.2.1. Solicitățile electrice	59
4.2.2. Solicitățile magnetice	60
4.3. Dependența puterii interioare de dimensiuni și solicitările electromagnetice. Coeficientul de utilizare	61
4.3.1. Dependența puterii interioare de dimensiunile și solicitările electromagnetice ale mașinilor electrice	62
4.3.2. Coeficientul de utilizare al mașinilor electrice	65
CAPITOLUL 5. PRINCIPALELE PĂRȚI CONSTRUCTIVE ALE MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE	66
5.1. Elementele circuitului magnetic al mașinilor electrice rotative	67
5.1.1. Miezuri feromagnetice parcurse de cîmp magnetic variabil	67
5.1.2. Miezuri feromagnetice parcurse de cîmp magnetic constant	72

5.2. Înfășurările mașinilor electrice rotative	77
5.2.1. Clasificarea înfășurărilor	78
5.2.2. Izolația înfășurărilor	79
5.2.3. Înfășurările concentrate	82
5.2.4. Înfășurările repartizate în creștături	83
5.3. Sisteme de consolidare a înfășurărilor	95
5.3.1. Consolidarea înfășurărilor rotorice	95
5.3.2. Consolidarea înfășurărilor statorice	97
5.4. Carcasele mașinilor electrice rotative	97
5.4.1. Generalități	97
5.4.2. Carcasele mașinilor de curent alternativ	99
5.4.3. Carcasele feromagnetice	102
5.5. Bornele și cutiile de borne ale mașinilor electrice rotative	103
5.6. Scuturile mașinilor electrice rotative	107
5.7. Arborii mașinilor electrice rotative	107
5.8. Lagărele mașinilor electrice rotative	111
5.8.1. Lagăre cu frecare de rostogolire	112
5.8.2. Lagăre cu frecare de alunecare	114
5.9. Inelele colectoare sau de contact	117
5.10. Colectoarele mașinilor electrice	120
5.11. Periile, portperiile și suportii portperii	124
5.11.1. Periile	124
5.11.2. Portperiile	126
5.11.3. Suportii portperii	128
5.12. Elementele de ventilație și răcire	129
5.12.1. Ventilatoarele mașinilor electrice	130
5.12.2. Schimbătoarele de cărbuni	132
5.13. Cuplaje, roți pentru curele și plăci de fundație	134
5.13.1. Cuplaje	135
5.13.2. Roți pentru curele	136
5.13.3. Plăci de fundație	137

CAPITOLUL 6. ELEMENTELE CONSTRUCTIVE ALE MAȘINILOR DE CURENT CONTINUU

138

CAPITOLUL 7. CALCULUL ELECTROMAGNETIC AL MAȘINII DE CURENT CONTINUU

140

7.1. Determinarea mărimilor de bază	141
7.1.1. Puterea interioară (electromagnetică) P_i	141
7.1.2. Tensiunea electromotoare E și curentul din indus I_a	142
7.1.3. Numărul de poli, $2p$	144
7.1.4. Coeficientul de acoperire ideală a pasului polar α_i	146
7.2. Calculul dimensiunilor principale	146
7.2.1. Calculul diametrului indusului	147
7.2.2. Calculul lungimii mașinii de curent continuu	149
7.3. Solicitățile electromagnetice ale mașinii de curent continuu	150
7.3.1. Solicitățile electrice	151
7.3.2. Solicitățile magnetice	152
7.4. Calculul și alegerea înfășurării indusului	152
7.4.1. Caracteristicile constructive și condițiile de simetrie ale înfășurării de c.c.	153

7.4.2. Alegerea tipului de înfășurare și elementele ei	155
7.4.3. Dimensionarea creștăturii indusului	159
7.5. Calculul lățimii întrefierului	163
7.6. Calculul circuitului magnetic și caracteristicile magnetice	165
7.6.1. Dimensionarea circuitului magnetic	166
7.6.2. Tensiunile magnetice în diferitele porțiuni ale circuitului magnetic	169
7.6.3. Caracteristicile magnetice ale mașinii de c.c.	177
7.7. Solenația de excitație la funcționarea în sarcină. Înfășurarea de excitație	183
7.7.1. Calculul solenației de excitație la funcționarea în sarcină	183
7.7.2. Calculul înfășurării de excitație	184
7.8. Colectorul și periile mașinii de c.c.	191
7.9. Tensiunea electromotoare de comutație și polii auxiliari	195
7.9.1. Tensiunea electromotoare de comutație	196
7.9.2. Calculul polilor auxiliari	201
7.9.3. Analiza principalelor elemente constructive care condiționează procesul de comutație	209
7.10. Calculul înfășurării de compensație	225
7.11. Parametrii înfășurărilor mașinii de c.c. și verificarea t.e.m.	228
7.11.1. Rezistențele (ohmice)	228
7.11.2. Verificarea tensiunii electromotoare din indus	231
7.12. Masele conductoarelor înfășurărilor	231
7.12.1. Masa înfășurării indusului	231
7.12.2. Masa înfășurării de excitație	232
7.12.3. Masa înfășurării polilor auxiliari	232
7.12.4. Masa înfășurării de compensație	232
7.12.5. Masa totală și consumul specific de materiale conductoare	232

CAPITOLUL 8. EXEMPLU DE CALCUL ELECTROMAGNETIC AL MAȘINII DE CURENT CONTINUU

233

8.1. Determinarea mărimilor de bază	233
8.2. Calculul dimensiunilor principale	234
8.3. Calculul și alegerea înfășurării indusului	236
8.4. Dimensionarea creștăturii indusului	239
8.5. Calculul lățimii întrefierului	242
8.6. Dimensionarea circuitului magnetic	242
8.7. Tensiunea magnetomotoare necesară producerii tensiunii electromotoare E_n la funcționarea în gol	243
8.8. Caracteristicile magnetice	246
8.9. Solenația de excitație la sarcină nominală	246
8.10. Calculul înfășurărilor de excitație	250
8.11. Colectorul și periile	253
8.12. Tensiunea electromotoare de comutație	254
8.13. Calculul polilor auxiliari	256
8.14. Parametrii înfășurărilor	265
8.15. Verificarea tensiunii electromotoare nominale	266
8.16. Calculul pierderilor și randamentului	266
8.16.1. Pierderile principale în fier	266
8.16.2. Pierderile suplimentare în fier la funcționarea în gol	267
8.16.3. Pierderile totale în fier la funcționarea în gol	268
8.16.4. Pierderile electrice principale la funcționarea în sarcină nominală	268

8.16.5. Pierderile mecanice prin frecare și de ventilație	269
8.16.6. Pierderile ventilatorului montat separat pe arborele mașinii	269
8.16.7. Pierderile suplimentare la funcționarea în sarcină	270
8.16.8. Randamentul mașinii	270
8.17. Masele conductoarelor înfășurărilor	271
CAPITOLUL 9. ELEMENTELE CONSTRUCTIVE ALE MAȘINILOR ASINCRONE	272
CAPITOLUL 10. CALCULUL ELECTROMAGNETIC AL MAȘINII ASINCRONE	275
10.1. Determinarea mărimilor de calcul ale mașinii asincrone	276
10.1.1. Numărul de poli $2p$	276
10.1.2. Puterea aparentă absorbită nominală S_N și curentul nominal pe fază I_N	276
10.1.3. Tensiunea electromotoare de fază E_f și puterea aparentă interioră S_i	278
10.1.4. Factorul de înfășurare k_{w1} , de formă a t.e.m. k_B și factorul de acoperire ideală a pasului polar α_f	280
10.2. Calculul dimensiunilor principale	282
10.2.1. Calculul diametrelor statorului	282
10.2.2. Calculul lungimilor mașinii asincrone	288
10.3. Determinarea lărimii întrefierului	291
10.4. Solicitățile electromagnetice ale mașinii asincrone	292
10.4.1. Solicitățile electrice	292
10.4.2. Solicitățile magnetice	293
10.5. Înfășurarea și creștăturile statorului	294
10.5.1. Numărul de creștături ale statorului	297
10.5.2. Elementele înfășurării statorului	299
10.5.3. Tipul înfășurării și dimensiunile creștăturii	303
10.6. Înfășurarea și creștăturile rotorului	307
10.6.1. Numărul de creștături și tipul înfășurării	308
10.6.2. Dimensionarea conductorului și creștăturii rotorului	316
10.7. Calculul circuitului magnetic și curentului de magnetizare	321
10.7.1. Dimensionarea jugului și diametrului interior al rotorului	321
10.7.2. Tensiunea magnetomotoare pe o pereche de poli	323
10.7.3. Curentul de magnetizare	328
10.8. Parametrii înfășurărilor mașinii asincrone	328
10.8.1. Tipuri de bobine și dimensiunile lor	328
10.8.2. Determinarea rezistențelor înfășurărilor	342
10.8.3. Determinarea reactanțelor înfășurărilor	344
10.8.4. Determinarea parametrilor rotorului mașinii asincrone cu influența refulării curentului	360
10.8.5. Influența saturației magnetice asupra parametrilor	370
10.8.6. Raportarea parametrilor rotorului la stator	375
10.8.7. Parametrii mașinii asincrone, în unități relative	375
10.9. Calculul caracteristicilor mașinii asincrone cu parametrii constanți	376
10.9.1. Metoda analitică	377
10.9.2. Metoda grafo-analitică (diagrama cercului)	382
10.9.3. Dimensionarea colinei în scurtcircuit normală în funcție de valorile impuse	385
10.10. Calculul caracteristicilor mașinii asincrone cu parametrii variabili	387
10.10.1. Calculul caracteristicilor motorului asincron cu coline cu bare înalte	388
10.10.2. Calculul caracteristicilor motorului asincron cu colivie dublă	392

10.11. Motoare asincrone trifazate cu număr de perechi de poli comutabil	406
10.12. Motoare asincrone alimentate de la rețeaua monofazată	419
CAPITOLUL 11. EXEMPLU DE CALCUL ELECTROMAGNETIC AL MAȘINII ASINCRONE	471
<i>Cazul 1. Motor asincron trifazat de înaltă tensiune</i>	471
I) MOTORUL CU ROTORUL BOBINAT (CU INELE COLECTOARE)	472
11.1. Determinarea mărimilor de calcul	472
11.2. Calculul dimensiunilor principale	473
11.3. Determinarea lărimii întrefierului	475
11.4. Înfășurarea și creștăturile statorului	475
11.5. Înfășurarea și creștăturile rotorului bobinat	479
11.6. Jugul rotorului și diametrul interior al rotorului	482
11.7. Tensiunea magnetomotoare (t.m.m.) pe o pereche de poli și curentul de magnetizare	482
11.8. Parametrii înfășurărilor motorului asincron cu rotorul bobinat	486
11.9. Calculul pierderilor și randamentului mașinii asincrone	492
11.10. Calculul caracteristicilor motorului asincron cu rotorul bobinat	496
II) MOTORUL CU ROTORUL ÎN SCURT-CIRCUIT CU BARE ÎNALTE	504
11.11. Înfășurarea și creștăturile rotorului în scurtcircuit cu bare înalte	504
11.12. Jugul și diametrul interior al rotorului	506
11.13. T.m.m. pe o pereche de poli și curentul de magnetizare	506
11.14. Parametrii înfășurărilor motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit cu bare înalte	508
11.15. Calculul caracteristicilor motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit cu bare înalte	513
III) MOTORUL CU ROTORUL ÎN SCURT-CIRCUIT CU DUBLĂ COLIVIE	515
11.16. Înfășurarea și creștăturile rotorului în scurtcircuit cu colivie dublă	515
11.17. Jugul și diametrul interior al rotorului	524
11.18. T.m.m. pe o pereche de poli și curentul de magnetizare	525
11.19. Parametrii înfășurărilor motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit cu colivie dublă	527
11.20. Calculul caracteristicilor motorului asincron cu dublă colivie	531
<i>Cazul 2. Motorul asincron trifazat de joasă tensiune</i>	534
11.21. Determinarea mărimilor de calcul	535
11.22. Calculul dimensiunilor principale	436
11.23. Determinarea lărimii întrefierului	538
11.24. Înfășurarea și creștăturile statorului	538
CAPITOLUL 12. ELEMENTELE CONSTRUCTIVE ALE MAȘINILOR SINCRONE	542
CAPITOLUL 13. CALCULUL ELECTROMAGNETIC AL MAȘINII SINCRONE	547
13.1. Calculul principalelor mărimi	549
13.2. Calculul dimensiunilor principale	553
13.3. Solicitățile electromagnetice ale mașinii sincrone	555
13.4. Înfășurarea și creștăturile statorului (indusului)	557
13.5. Calculul lărimii întrefierului	562
13.6. Dimensionarea circuitului magnetic al mașinii sincrone	564
13.7. Înfășurarea de amortizare	574
13.8. Parametrii înfășurării indusului (în regim staționar)	577
13.9. Caracteristicile magnetice și solenauția de excitație la sarcină nominală	581

13.10. Calculul înfășurării de excitație	606
13.11. Parametrii înfășurărilor rotorului (inductorului) în regim staționar	616
13.12. Parametrii și constantele de timp ale regimului tranzitoriu al mașinii sincrone	625
13.13. Curenții de scurtcircuit	627
13.14. Caracteristicile mașinii sincrone	630
13.15. Calculul caracteristicilor de pornire în asincron ale motoarelor sincrone	639
13.16. Influența saturației magnetice asupra parametrilor mașinii sincrone	651
CAPITOLUL 14. EXEMPLU DE CALCUL ELECTROMAGNETIC AL MAȘINII SINCRONE	656
<i>Cazul 1. GENERATOR ȘI MOTOR SINCRO TRIFAZAT CU POLI APARENȚI</i>	656
14.1. Calculul principalelor mărimi	657
14.2. Calculul dimensiunilor principale	658
14.3. Înfășurarea și creștăturile statorului	660
14.4. Calculul lățimii întrefierului	666
14.5. Dimensionarea circuitului magnetic	666
14.6. Dimensionarea înfășurării de amortizare	668
14.7. Parametrii înfășurării indusului	669
14.8. Caracteristicile magnetice și solenția de excitație la sarcină nominală	674
14.9. Calculul înfășurării de excitație	673
14.10. Parametrii înfășurărilor rotorului în regim staționar	690
14.11. Parametrii și constantele de timp ale regimului tranzitoriu	693
14.12. Curenții de scurtcircuit	695
14.13. Caracteristicile mașinii sincrone	678
14.14. Calculul caracteristicilor de pornire în asincron ale motorului sincron	703
<i>Cazul 2. GENERATOR ȘI MOTOR SINCRO TRIFAZAT CU ROTORUL ÎN VARIANTĂ COMBINATĂ</i>	711
14.15. Dimensionarea statorului	712
14.16. Dimensionarea rotorului	716
14.17. Calculul înfășurării de amortizare	719
14.18. Parametrii înfășurării indusului	722
14.19. Caracteristicile magnetice și solenția de excitație la sarcină nominală	725
14.20. Calculul înfășurării de excitație	737
<i>Cazul 3. GENERATOR ȘI MOTOR SINCRO CU POLI ÎNECAȚI</i>	741
14.21. Calculul lățimii întrefierului	741
14.22. Dimensionarea statorului	742
14.23. Dimensionarea rotorului	744
14.24. Calculul înfășurării de amortizare	746
14.25. Parametrii înfășurării indusului (statorului)	749
14.26. Caracteristicile magnetice și solenția de excitație la sarcină nominală	750
14.27. Calculul înfășurării de excitație	763
14.28. Caracteristicile externă și de reglaj ale generatorului sincron cu poli înecați	765
PARTEA A TREIA. CONSTRUCȚIA ȘI CALCULUL TRANSFORMATOARELOR ELECTRICE	771
CAPITOLUL 15. ELEMENTELE CONSTRUCTIVE ALE TRANSFORMATOARELOR	771
15.1. Construcția miezului feromagnetic	772

15.2. Construcția înfășurărilor	777
15.3. Construcția schelei	782
15.4. Construcția metalică	785
15.5. Accesoriiile transformatoarelor	790
CAPITOLUL 16. CALCULUL ELECTROMAGNETIC AL TRANSFORMATORULUI	796
16.1. Datele nominale ale transformatorului	797
16.2. Calculul circuitului magnetic al transformatorului	797
16.3. Calculul înfășurărilor transformatorului	805
16.4. Calculul pierderilor și curenților de funcționare în gol	840
16.5. Tensiunea de scurtcircuit	846
16.6. Caracteristicile de funcționare	848
CAPITOLUL 17. CALCULUL MAGNETIC AL TRANSFORMATORULUI	849
17.1. Verificarea înfășurărilor la acțiunea forțelor electrodinamice	849
17.2. Calculul mecanic al schelei metalice	852
CAPITOLUL 18. CALCULUL TERMIC AL TRANSFORMATORULUI	855
18.1. Calculul termic al înfășurărilor răcite cu ulei	855
18.2. Calculul termic al miezului răcit cu ulei	860
18.3. Calculul căderii de temperatură dintre peretele cuvei cu ulei și aerul din exterior	861
18.4. Determinarea suprațemperaturilor înfășurărilor și uleiului, față de temperatura mediului ambiant, pentru transformatoarele în ulei	865
18.5. Estimarea încălzirii transformatorului uscat (în aer)	866
18.6. Încărcarea transformatoarelor, la temperaturi scăzute, ale mediului ambiant	466
18.7. Influența factorilor externi asupra încălzirii transformatoarelor	867
CAPITOLUL 19. EXEMPLE DE CALCUL AL TRANSFORMATOARELOR	867
19.1. Exemplu de calcul al unui transformator monofazat de mică putere, răcit cu aer (uscat)	868
19.2. Exemplu de calcul al unui transformator trifazat de putere medie în ulei	874
PARTEA A PATRA. ELEMENTE DE CALCUL COMUNE MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE	906
CAPITOLUL 20. PIERDERILE ȘI RANDAMENTUL MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE	906
20.1. Pierderile principale în fier	906
20.2. Pierderile suplimentare în fier la funcționarea în gol	908
20.3. Pierderile totale în fier la funcționarea în gol	911
20.4. Pierderile electrice principale la funcționarea în sarcină	911
20.5. Pierderile mecanice prin frecare și de ventilație	914
20.6. Pierderile suplimentare la funcționarea în sarcină	918
20.7. Pierderile totale și randamentul	920
CAPITOLUL 21. CALCULUL MECANIC AL MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE	921
21.1. Calculul arborelui	921
21.2. Calculul mecanic al colectorului cu coadă de rîndunică	935
21.3. Calculul mecanic al rotorului	942

21.4. Calculul mecanic al statoarelor	952
21.5. Calculul de alegere al rulmenților	955
21.6. Calculul mecanic al carcaselor	956
CAPITOLUL 22. CALCULUL VENTILAȚIEI MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE	965
22.1. Generalități	965
22.2. Elementele circuitului de ventilație	965
22.3. Sisteme de ventilație frecvent întâlnite la mașinile electrice rotative	970
22.4. Vitezele aerului în porțiunile care intervin în calculul încălzirii	990
CAPITOLUL 23. CALCULUL TERMIC AL MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE	992
23.1. Noțiuni generale despre transmisia căldurii și scheme termice	992
23.2. Scheme termice uzuale folosite la mașinile electrice	996
PARTEA A CINCEA. PROBLEME SPECIFICE PRIVIND RECALCULAREA ȘI COMPORTAREA MAȘINILOR ELECTRICE	1008
CAPITOLUL 24. PROBLEME DE MAȘINI DE CURENT CONTINUU	1008
24.1. Schimbări ale tipului de excitație	1009
24.2. Recalculări ale mașinilor de curent continuu	1017
CAPITOLUL 25. PROBLEME DE MAȘINI ASINCRONE	1022
25.1. Calculul unui motor asincron trifazat ale cărui date principale se cunosc (se cunoaște eticheta), dar lipsește complet înfășurarea statorului	1022
25.2. Calculul unui motor asincron trifazat când se cere schimbarea tensiunii înfășurării statorice	1028
25.3. Calculul unui motor asincron trifazat în cazul când se cere schimbarea turației	1029
25.4. Indicații privind recalcularea unui motor asincron trifazat căruia nu i se cunoaște nici o dată inițială (lipsește și înfășurarea statorului și eticheta)	1033
CAPITOLUL 26. PROBLEME DE MAȘINI ASINCRONE	1034
26.1. Generalități	1034
26.2. Determinarea căderii de tensiune la bornele generatorului sincron, la cuplarea bruscă a unei suprasarcini de curent	1035
CAPITOLUL 27. PROBLEME DE TRANSFORMATORE	1040
27.1. Calculul autotransformatorului	1040
27.2. Indicații privind calculul transformatorului cu trei înfășurări pe fază	1052
27.3. Transformatorul pentru sudare cu arc electric	1054
Anexe	1058
Bibliografie	1061

PREFAȚA

Proiectarea mașinilor electrice este una dintre cele mai vaste lucrări din acest domeniu, cuprinzând toate mașinile electrice în sensul cel mai larg al cuvântului, adică atât mașinile electrice rotative cât și transformatorul; în plus sînt cuprinse și unele probleme specifice de calcul și de reproiectare a acestora.

De la început, trebuie făcută precizarea că prin „proiectare“ se înțelege atât partea de calcul propriu-zis, cât și proiectarea constructivă a fiecărei mașini; de aceea, o parte însemnată din lucrare se ocupă și cu descrierea principalelor elemente constructive ale mașinilor electrice.

Lucrarea, tipărită în două volume, cuprinde cinci părți și douăzeci și șapte de capitole, aranjate într-o astfel de ordine încît să ușureze înțelegerea și însușirea cit mai temeinică a cunoștințelor.

Partea întâi (vol. 1) cuprinde noțiunile generale legate de tipurile constructive și de protecție a mașinilor electrice, precum și unele aspecte privind încercările acestora cu limitele toleranțelor impuse principalelor caracteristici de către normele în vigoare. Partea a doua (vol. 1) cuprinde construcția și calculul mașinilor electrice; fiecărei mașini i se dedică un spațiu suficient atât sub aspect constructiv cât și de calcul, elementele teoretice fiind aplicate concret pe cîte unul sau mai multe exemple de calcul; acest lucru face ca lucrarea să fie clară, eliminîndu-se eventualele confuzii. Partea a treia (vol. 2) cuprinde construcția și calculul transformatoarelor electrice.

Partea a patra (vol. 2) cuprinde elementele de calcul comune mașinilor electrice rotative și anume calculul pierderilor, calculul mecanic, calculul de ventilație și calculul termic, iar în partea a cincea (vol. 2) sînt prevăzute unele probleme specifice privind recalcularea și comportarea, în anumite situații, a mașinilor electrice rotative și transformatoarelor.

Elaborarea lucrării s-a făcut pe baza unui bogat material bibliografic, avîndu-se în vedere atât standardele și normele existente, cât și elementele de nouitate în acest domeniu.

Modul de expunere, exemplele de calcul și gradarea cunoștințelor pe capitole, au la bază experiența didactică și de proiectare a autorilor, precum și fructuoasa colaborare cu colegi și specialiști experimentați, cu o bogată activitatea de proiectare și fabricare a mașinilor electrice. În acest sens, autorii aduc calde mulțumiri colegilor și specialiștilor în proiectarea și fabricarea mașinilor electrice rotative și transformatoarelor din cadrul Institutului de Cercetări și Proiectări pentru Mașini Electrice, Transformatoare, Echipament Electric și Tracțiune din Craiova, precum și din cadrul Întreprinderii „Electromotor“ din Timișoara, pentru contribuția adusă la ridicarea calității lucrării.

Un ajutor substanțial a fost dat de domnul prof. dr. doc. ing. Andrei Nicolaide pe multiple planuri: stabilirea unor relații corecte de calcul al parametrilor mașinilor sinerone în toate variantele constructive de rotor, controlul științific com-

petent, modul de expunere și prezentare al lucrării și nu lipsit de importanță terminologia utilizată; pentru toată pasiunea și efortul depus, autorii sint profund recunoscători și li aduc deosebite mulțumiri.

În sfârșit, dorim să exprimăm cea mai sinceră grațitudine Societăților Comerciale „Transformatoare Electroputere” S.A. — Craiova și T.C.M. S.A. — ^{9.10} ~~Exerciți~~ care, pe linia unor preocupări de tradiție în vederea susținerii cercetării științifice de înaltă linie, pregătirii specialiștilor în domeniu și a elaborării de strategii de proiectare și dezvoltare a industriei electrotehnice, au sponsorizat apariția acestei lucrări.

Din modul cum este prezentată lucrarea, cu expuneri și explicații teoretice și exemplificări concrete, reiese cercul foarte larg de specialiști cu pregătiri de diverse nivele, cărora li se adresează. Mulțumim tuturor celor care, prin sugestii și propuneri, vor contribui la îmbunătățirea, în continuare, a lucrării.

AUTORII

Partea întâi

NOTIUNI GENERALE

Partea întâi are drept scop să familiarizeze pe viitorul proiectant cu unele elemente de simbolizare și terminologie, utilizate în construcția, protecția și sistemele de ventilație ale mașinilor electrice.

Astfel, în conținutul unei teme de proiectare pentru o mașină electrică trebuie precizate, pe lângă datele nominale, o serie de caracteristici constructive. Aceste caracteristici se referă la faptul dacă mașina este orizontală sau verticală, modul de dispunere a lagărelor, modul de protejare a părților aflate sub tensiune, precum și modul cum se asigură disiparea căldurii ce ia naștere în mașină ca urmare a pierderilor în miezul feromagnetic (oțel) și în conductoarele înfășurărilor (cupru sau aluminiu). Sint cazuri cînd mașina trebuie să funcționeze în medii deosebite (în medii cu pericol de explozie sau cu condiții climatice deosebite) sau avînd un regim special de funcționare, lucru ce trebuie, de asemenea, precizat în tema de proiect. Acestea, constituind mașinile cu condiții de funcționare deosebite se tratează ca atare, ele trebuind să satisfacă o serie de condiții suplimentare, care afectează, în oarecare măsură, modul de proiectare. Metodologia de proiectare (calcul și construcție) este însă asemănătoare cu a mașinilor normale, care sint destinate să funcționeze în condiții normale de temperatură, umiditate și altitudine precizate de STAS 1893/1-87 (v. cap. 3). Lucrarea de față are în vedere aceste mașini normale, făcîndu-se observații sau referiri speciale de fiecare dată, atunci cînd aceste condiții pot fi diferite; asupra factorilor afectați: solicitări electromagnetice, construcție etc.

O categorie aparte asupra căreia se fac referiri mai puține o constituie mașinile destinate să funcționeze în medii cu pericol de explozie (în mine, instalații petrolifere etc.) a căror construcție trebuie să îndeplinească condiții speciale impuse de normative specifice (rezistență la presiune, labirinte pentru stingerea flăcărilor din interiorul mașinii în caz de explozii etc.), calculul lor fiind însă același.

Capitolul 1. TIPURI CONSTRUCTIVE, DE PROTECȚIE ȘI DE VENTILAȚIE ALE MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE

1.1. TIPURI CONSTRUCTIVE

În conformitate cu STAS 3998-74 tipurile constructive, adică formele constructive ale mașinilor electrice rotative, se definesc în strînsă legătură și cu modurile de montaj ale acestora. Există două moduri de a simboliza formele constructive și de montaj, denumite de STAS *coduri* și *anume*:

● **CODUL I** (conform STAS 3998/1-74) este utilizat pentru simbolizarea mașinilor electrice rotative de uz general, care de regulă sînt prevăzute cu scuturi portlagăr pentru susținerea rotorului în interiorul statorului.

Simbolizarea formei constructive și a modului de montaj conform codului I se face printr-un grup de litere majuscule IM, urmat de o altă literă majusculă și un număr, format din cel mult două cifre.

Semnificația simbolurilor este următoarea:

IM — simbol de bază, care arată că simbolizarea formei constructive a mașinii este cea adoptată pe plan internațional;
— *prima literă* (după simbolul IM), indică poziția pe care o are axa mașinii în funcționare, care poate fi:

B — pentru poziția orizontală;

V — pentru poziția verticală;

— *numărul* (după litera B sau V), format din cel mult două cifre, este caracteristic variantei constructive a mașinii (cu un scut portlagăr sau două scuturi portlagăr, cu tălpi de susținere normale sau înălțate, cu flanșă sau fără flanșă etc.).

Parțial, semnificația acestor nume se poate vedea din figurile 1.1...1.9, corelate și cu tabelul 1.1, care arată corespondența dintre codurile I și II.

Dezavantajul esențial al codului I, pentru care se numește și *simplificat*, este acela că se referă numai la mașinile cu scuturi portlagăr, de uz general, fără să cuprindă și mașinile cu utilizări speciale;

● **CODUL II** (conform STAS 3998/2-74) este utilizat pentru simbolizarea mașinilor electrice rotative alt de uz general (cuprinse în codul I) cît și cu utilizări speciale; ca și codul I, codul II codifică atît formele constructive, cît și modurile de montaj ale mașinilor electrice rotative.

Simbolizarea formei constructive și a modului de montaj, conform codului II, se face prin același grup de litere majuscule IM, urmate de patru cifre.

Semnificația simbolurilor este următoarea:

IM — aceeași semnificație ca la codul I (simbol de bază, care arată că simbolizarea mașinii este cea adoptată pe plan internațional);

— *prima cifră* — cifra caracteristică pentru categoria formei constructive și anume:

- 1 — mașini cu tălpi și scuturi portlagăr;
- 2 — mașini cu tălpi și flanșă, cu scuturi portlagăr;
- 3 — mașini fără tălpi, cu flanșă pe un scut portlagăr;
- 4 — mașini fără tălpi, cu scuturi portlagăr și flanșă pe carcasă;
- 5 — mașini fără lagăre (inglobate);
- 6 — mașini cu scuturi portlagăr și suporturi de lagăre;
- 7 — mașini cu suporturi de lagăre, fără scuturi portlagăr;
- 8 — mașini verticale, în afara celor cu prima cifră 1...4;
- 9 — mașini cu mod de montaj special;

* — *a doua cifră* — cifra caracteristică pentru variantele constructive de bază;

— *a treia cifră* — cifra caracteristică pentru poziția de montaj sau alte criterii suplimentare, pentru aceeași variantă constructivă de bază indicată de cifra a doua;

OBSERVAȚIE. Pentru cifrele a doua și a treia nu se pot indica precis semnificațiile; ele reies din figurile indicate în tabelele 1...9, în STAS 3998/2-74 și, parțial, din figurile 1.1...1.9, prezentate mai jos.

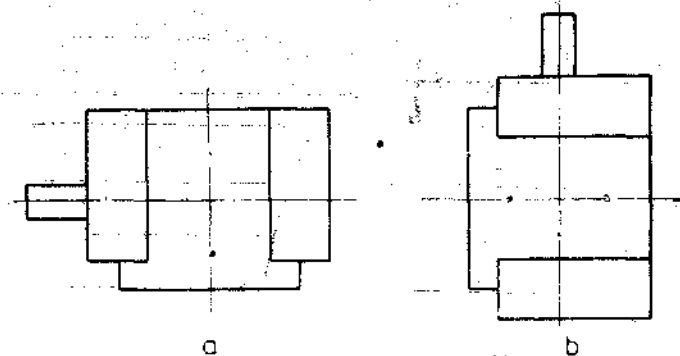


Fig. 1.1. Mașini cu tălpi și două scuturi portlagăr:
a — IM 1001; b — IM 1031.

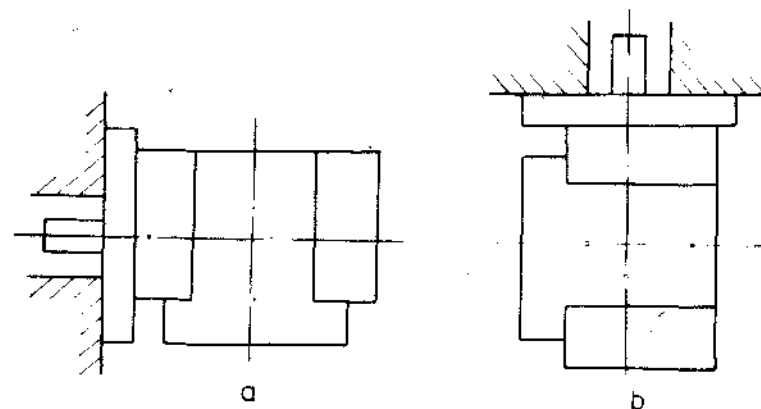


Fig. 1.2. Mașini cu tălpi și flanșă, cu un scut portlagăr:
a — IM 2001; b — IM 2031.

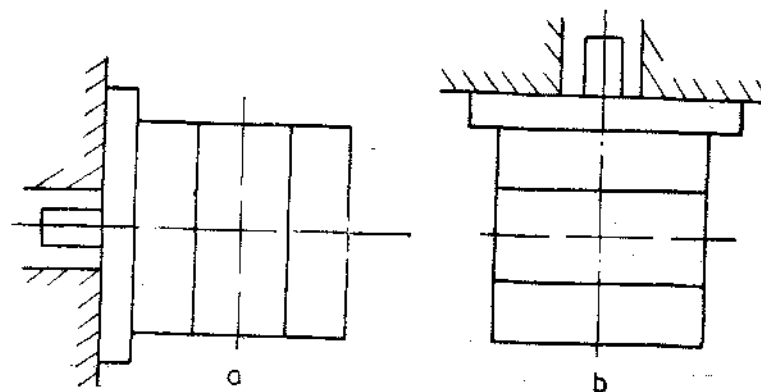


Fig. 1.3. Mașini fără tălpi, cu flanșă pe un scut portlagăr:
a — IM 3001; b — IM 3031.

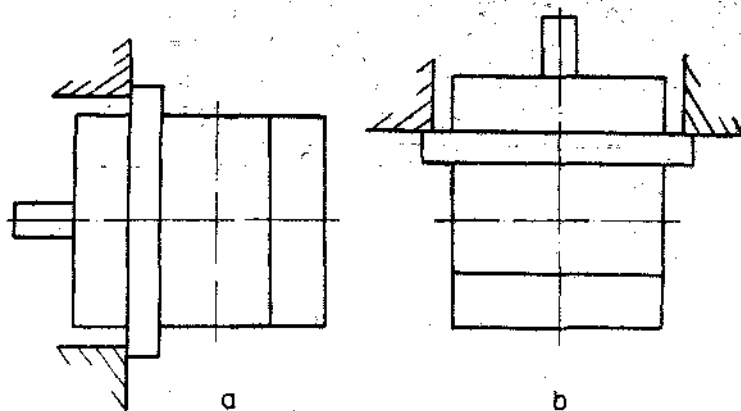


Fig. 1.4. Mașini fără tălpi, cu scuturi portlagăr și flanșă pe carcasă:
a — IM 4001; b — IM 4031.

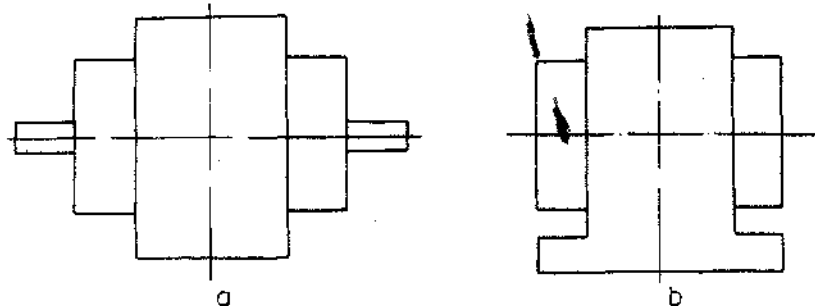


Fig. 1.5. Mașini fără lagăre (inglobate):
a — IM 5002 (cu rotor și arbore cilindric, fără carcasă); b — IM 5410 (cu rotor fără arbore, cu o carcasă cu tălpi).

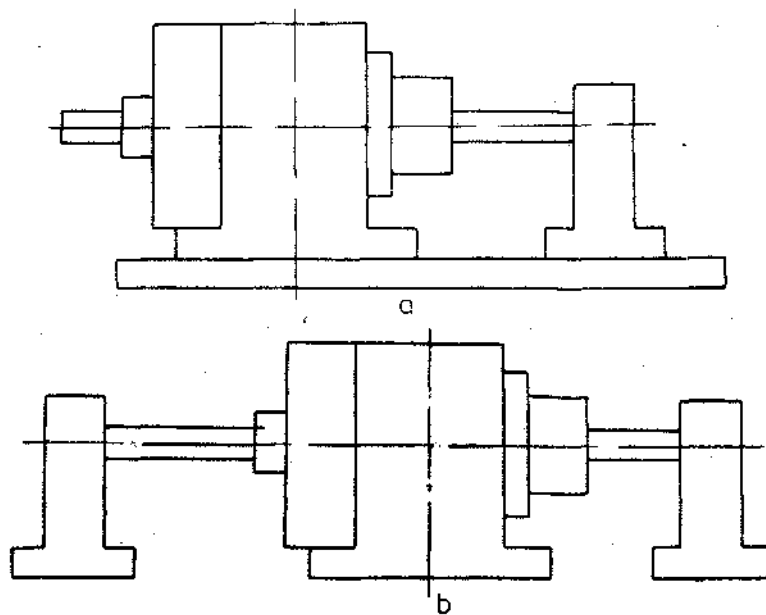


Fig. 1.6. Mașini cu scuturi portlagăr și suporturi de lagăre:
a — IM 6211 (cu carcasă cu tălpi, cu un scut portlagăr în partea D și cu un suport de lagăr în partea N — opusă lui D, cu placă de bază); b — IM 6600 (cu carcasă cu tălpi, cu un scut portlagăr în partea D și cu două suporturi de lagăre, fără placă de bază).

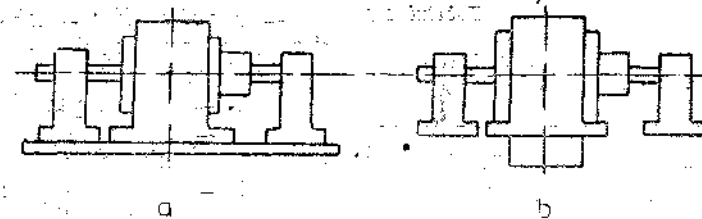


Fig. 1.7. Mașini cu suporturi de lagăre, fără scuturi portlagăr:
a — IM 7211 (cu două suporturi lagăre, cu tălpi și fixare cu soclu comun);
b — IM 7321 (cu două suporturi lagăre, cu tălpi înălțate și fixare cu placă de bază).

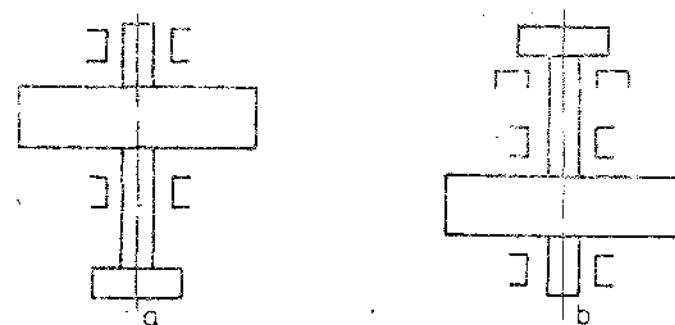


Fig. 1.8. Mașini verticale, în afara celor cu prima cifră 1...4:
a — IM 8021 (fără lagăr crapodină — lagăr special de susținere pe verticală, cu arbore și lagăre de ghidare sub și deasupra rotorului);
b — IM 8421 (cu lagăr crapodină deasupra rotorului, cu arbore fără volant și lagăre de ghidare sub și deasupra rotorului).

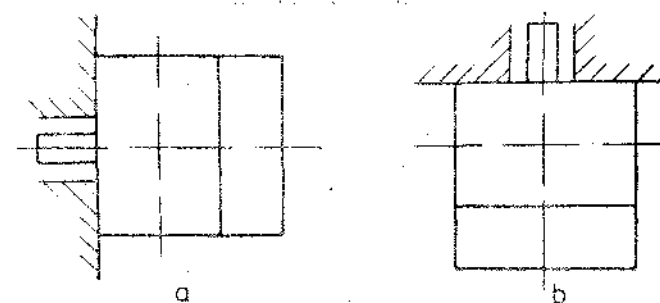


Fig. 1.9. Mașini cu mod de montaj special:
a — IM 9101 (orizontală cu un scut portlagăr, cu fixarea statorului pe partea D, prin găuri filetate); b — IM 9131 (idem cu în cazul a, însă verticală).

Correspondența dintre simbolurile
codurilor II și I

Cod II	Cod I
IM 1001	IM B 3
IM 1011	IM V 5
IM 1031	IM V 6
IM 1051	IM B 6
IM 1061	IM B 7
IM 1071	IM B 8
IM 1101	IM B 20
IM 1201	IM B 15
IM 2001	IM B 35
IM 2011	IM V 15
IM 2031	IM V 36
IM 2101	IM B 34
IM 3001	IM B 5
IM 3011	IM V 1
IM 3015	IM V 21
IM 3031	IM V 3
IM 3211	IM V 4
IM 3231	IM V 2
IM 3601	IM B 14
IM 3611	IM V 18
IM 3631	IM V 19
IM 4001	IM B 10
IM 4011	IM V 10
IM 4031	IM V 14
IM 4131	IM V 16
IM 9101	IM B 9
IM 9111	IM V 8
IM 9131	IM V 9
IM 9201	IM B 30
IM 9211	IM V 30
IM 9231	IM V 31

Tabelul 1.1

— a patra cifră — cifra caracteristică pentru tipul capătului de arbore și anume:

- 0 — fără capăt de arbore;
- 1 — cu un capăt de arbore cilindric;
- 2 — cu două capete de arbore cilindrice;
- 3 — cu un capăt de arbore conic;
- 4 — cu două capete de arbore conice;
- 5 — cu un capăt de arbore flanșat;
- 6 — cu două capete de arbore flanșat;
- 7 — cu un capăt de arbore flanșat și celălalt cilindric (ele au o poziție bine precizată);
- 8, 9 — orice alte tipuri de capete de arbore (pentru care se dau explicații în norma produsului).

În figurile 1.1...1.9 sunt arătate câteva exemple, considerate mai reprezentative, de forme constructive și moduri de montaj pentru mașinile electrice rotative și modul lor de simbolizare conform codului II.

În tabelul 1.1 se dă corespondența dintre simbolurile codurilor II și I.

1.2. TIPURI DE PROTECȚIE

Având în vedere diversitatea condițiilor de amplasare și de lucru ale unei mașini electrice, condiții ce se referă la posibilitatea pătrunderii de corpuri solide străine, a pericolului ce-l prezintă atingerea părților aflate sub tensiune sau care se rotesc, precum și posibilitatea pătrunderii apei, acestea sunt caracterizate împreună prin așa-zisul *grad* sau *tip de protecție*. Gradele normale de protecție asigurate de învelișurile mașinilor electrice sunt indicate în STAS 625-85 care stabilește 9 grade de protecție conform tabelului 1.2. Gradele normale de protecție se simbolizează, conform STAS 5325-79, prin literele caracteristice IP (protecție internațională) urmate de două cifre, dintre care prima simbolizează tipul de protecție contra atingerilor și contra pătrunderii corpurilor solide străine, iar a doua se referă la tipul de protecție contra pătrunderii apei.

Tabelul 1.2

Gradele normale de protecție mai frecvent folosite,
ale mașinilor electrice rotative

Simbol	Prima cifră caracteristică (protecția contra atingerilor și a pătrunderii corpurilor străine solide)	A doua cifră caracteristică (protecția contra pătrunderii apei)					
		0	1	2	3	4	5
IP	0	IP 00					
	1			IP 12			
	2		IP 21	IP 22	IP 23		
	3						
	4					IP 44	
	5					IP 54	IP 55 IP 56

În anumite cazuri, pentru simbolizare se mai pot folosi unele litere suplimentare și anume:

a) Litere plasate după cifre:

— în cazuri speciale, de exemplu, la mașinile cu circuit de răcire deschis (pentru montare pe puntea vaselor), la care orificiile de aspirație și refulare sunt închise cind mașina este oprită, cifrele pot fi urmate de o literă, care să indice că protecția contra efectelor dăunătoare datorite pătrunderii apei a fost verificată pe mașina în stare de repaus (litera S) sau pe mașina în mișcare (litera M), de exemplu IP 55 S, IP 22 M etc.;

— absența literelor S și M se referă la faptul că gradul de protecție respectiv este asigurat în toate condițiile normale de utilizare (în stare de repaus sau în mișcare).

b) Litere plasate după literele IP:

— pentru mașinile destinate utilizării în condiții atmosferice specificate în documentele tehnice normative și prevăzute cu procedee suplimentare de protecție, se utilizează litera W, plasată imediat după literele IP, de exemplu IP W 23;

— pentru mașini prevăzute cu ferestre pentru racord la tubulatura de ventilație, la care protecția IP 44 sau IP 54 se asigură prin acest racord, se utilizează litera R, de exemplu IP R 44, IP R 54 etc.

Gradele normale de protecție ale mașinilor electrice rotative, indicate în tabelul 1.2, se extind, parțial, și la transformatoarele uscate, răcite cu aer, în funcție de condițiile de funcționare și de execuție ale acestora. Pentru transformatoarele în ulei, care prezintă particularități constructive specifice, nu se folosește noțiunea de „grad de protecție”, cu semnificația menționată la cele uscate.

Semnificația tehnică detaliată a fiecărei cifre, fie că este vorba de protecția contra atingerilor (protecția persoanelor) și a pătrunderii corpurilor solide străine, fie că este vorba de protecția contra pătrunderii apei, este dată în STAS 5325-79.

În cele ce urmează se vor explica pe scurt semnificația fiecărei cifre, cu unele observații privind interpretarea lor și consecințele directe asupra proiectării mașinii.

1.2.1. SIMBOLURILE INDICATOARE PRIVIND PROTECȚIA PERSOANELOR CONTRA ATINGERII ȘI CONTRA PĂTRUNDERII CORPURILOR SOLIDE STRĂINE (prima cifră caracteristică)

Simbolul 0 (zero) indică o construcție a mașinii în care părțile rotative, sau sub tensiune, se pot atinge cu mâna. De asemenea, corpurile solide străine mici și mari pot pătrunde în interiorul mașinii. Ca urmare, astfel de mașini trebuie montate în încăperi practic lipsite de praf și în locuri eventual îngrădite, dat fiind pericolul pe care-l prezintă din punct de vedere al protecției muncii. Aceste mașini sunt favorizate din punct de vedere al ventilației și, deci, permit alegerea unor solicitări electromagnetice cu 10—20% mai mari decît la mașinile protejate sau închise.

Simbolul 1 indică o construcție în care atingerea cu o parte din suprafața mîinii a părților rotative, sau sub tensiune, se poate face numai în mod voit. În acest sens, la aceste construcții se permite existența unor orificii de 50 mm diametru sau lărgime ceea ce înseamnă că pot pătrunde corpurile solide străine cu diametrul pînă la 50 mm. Acest gen de protecție se aplică mașinilor ce funcționează în încăperi curate, avînd în același timp, asigurată o supraveghere competentă.

Simbolul 2 indică o construcție la care se iau măsuri, astfel ca părțile menționate mai sus să nu poată fi atinse cu degetele, iar corpurile solide străine care pot pătrunde în mașină nu pot avea dimensiuni mai mari de 12 mm diametru.

În practică, astfel de mașini se execută cu deschideri (orificii) mari, dar peste care se aplică plasă de sîrmă prinsă cu șuruburi. Ochiurile plasei se fac astfel ca să nu pătrundă corpurile solide cu diametrul mai mare de 12 mm. Această protecție se aplică la o gamă largă de mașini deoarece nu necesită măsuri speciale de precauție și, în același timp, permite o bună autoventilare. La aceste mașini se aleg valorile normale ale solicitărilor electromagnetice.

Simbolul 3, se referă la construcțiile care nu permit atingerea părților rotative, sau sub tensiune, cu unelte și nici pătrunderea corpurilor solide străine mai mari de 2,5 mm. Carcasa și scuturile acestor mașini pot avea orificii de 2,5 mm, sau deschideri (pentru cabluri) cu lungimea maximă de 2,5 mm.

* Autoventilația acestor mașini se poate face în condiții acceptabile, cu toate că rezistența aerodinamică a circuitului de ventilație este ușor mărită față de cazul precedent (simbolul 2).

Simbolul 4. Construcția acestor mașini nu permite atingerea părților rotative, sau sub tensiune, și nici pătrunderea corpurilor solide străine avînd una din dimensiuni sau diametrul mai mare de 1 mm. Adoptarea unor astfel de mașini este indicată acolo unde praful este, în mediul ambiant, într-un

procent nu prea mare, precum și în locurile descoperite. Acest tip constructiv cit și următoarele, formează categoria mașinilor „închise”. La acest tip constructiv există doar interstii, la îmbinări sau treceri de arbori și cabluri, de maximum 1 mm. Din acest motiv, ventilația este profund influențată, în sens negativ, lucru pentru care solicitările electromagnetice se iau mai mici cu 10—15% față de mașinile „normale”. Dacă se adoptă soluții speciale de ventilație, atunci se pot lua aceleași solicitări electromagnetice ca pentru mașinile normale. (Prin soluții speciale se înțeleg mașinile care sînt prevăzute, de exemplu, cu schimbătoare de căldură aer-aer, aer-apă etc.).

Simbolul 5. În acest caz, părțile aflate sub tensiune, sau în rotație, nu sînt deloc accesibile atingerii, în mod voluntar sau involuntar, nici cu mîna și nici cu scule. În privința protejării contra prafului, se utilizează garnituri sau labirinți care împiedică pătrunderea parțială a acestuia. La alegerea solicitărilor electromagnetice trebuie avute în vedere observațiile de la simbolul 4, deoarece e vorba tot de mașini închise. Acest simbol 5 atrage luarea unor măsuri speciale împotriva pătrunderii prafului în lăgare și în cutia inelelor de contact (inele colectoare) dacă este vorba de mașini asincrone.

Simbolul 6. Acest simbol implică luarea unor măsuri care să împiedice complet pătrunderea prafului în mașină, în sensul că trebuie să se realizeze o mașină etanșă. Fiind vorba de o construcție complicată, ea trebuie să fie utilizată numai în cazuri speciale.

1.2.2. SIMBOLURILE INDICATOARE PRIVIND PROTECȚIA CONTRA PĂTRUNDERII APEI (a doua cifră caracteristică)

Este cunoscut că lichidul care poate fi întîlnit cel mai des ca factor nociv pentru mașina electrică este apa, și, de aceea, simbolurile privind protecția mașinii electrice se referă, în primul rînd, la posibilitatea pătrunderii apei în mașină. Evident, există și alte multe lichide care pot fi dăunătoare mașinii electrice (în special cele ce pot dizolva substanțele electroizolante din mașină), dar apa reprezintă pericolul cel mai răspîndit.

Simbolul 0 (zero). Se referă la mașina fără nici o protecție mecanică și în care poate pătrunde apa din orice direcție. Aceste mașini trebuie montate în încăperi închise, fiind asigurată, în același timp, condiția ca vaporii de apă să nu se condenseze (în special pe plafon) și să pătrundă în mașină sub formă de picături.

Simbolul 1. Se înțelege, în acest caz, că trebuie luate măsuri pentru ca picăturile de apă ce ar cădea vertical, să nu poată pătrunde în mașină. Astfel, mașina trebuie prevăzută cu un acoperiș, la partea superioară. Este o protecție ușoară, care se poate realiza simplu, fără să influențeze încălzirea mașinii și, deci, alegerea solicitărilor electromagnetice.

Simbolul 2. La aceste mașini trebuie luate măsuri de protecție, astfel ca picăturile de apă ce cad sub un unghi de maxim 15° față de verticală, să nu poată pătrunde în mașină.

Simbolul 3. Caracteristica acestei protecții constă în aceea că nu permite pătrunderea în mașină a apei sub formă de stropi, care cad pe o direcție înclinată pînă la 60° față de verticală. Avantajul acestui grad de protecție constă în aceea că, deși ferește mașina de pătrunderea stropilor de apă, permite totuși să se realizeze mașini autoventilate, lucru ce are o influență pozitivă asupra dimensiunilor mașinii. Din acest motiv, acest tip de protecție este foarte răspîndit.

Simbolul 4. impune realizarea unei construcții astfel încît stropii de apă, din orice direcție ar veni, să nu poată pătrunde în mașină. Deci avem de-a face cu o mașină închisă care se poate monta în locuri expuse precipitațiilor atmosferice normale (atît ca frecvență cît și ca debit) întrucît este vorba de o protecție contra stropilor, din orice direcție.

Simbolul 5. Asigurarea mașinii se face, în acest caz, contra pătrunderii apei ce provine din jeturi sub presiune (furtun sau țeavă). Dacă se impune ca mașina să aibă anumite deschideri, acestea trebuie să fie protejate corespunzător.

Simbolul 6. Se recomandă acelor mașini care trebuie protejate împotriva apei provenite din valuri, adică mașinilor ce sînt destinate a lucra pe puntea navelor. Apa care poate să provină din orice direcție și cu presiune, nu trebuie să pătrundă în mașină, în cantitate dăunătoare.

Simbolul 7. Este vorba de o protecție ce trebuie să nu permită pătrunderea apei atunci cînd mașina este cufundată în apă un anumit timp.

Simbolul 8. Se referă tot la protecția pătrunderii apei în mașina care este cufundată în apă, însă un anumit timp prelungit, în condițiile preserise de fabricant.

Din parcurgerea simbolurilor de protecție contra atingerii și a pătrunderii corpurilor solide străine și a celor ce caracterizează pătrunderea apei, se desprinde concluzia că acestea trebuie să fie corelate, în sensul că nu putem fi foarte pretențioși în privința pătrunderii corpurilor și foarte indulgenți în privința pătrunderii apei. De aceea, pe baza experienței practice, STAS 625-85 indică acele tipuri care se utilizează mai frecvent (v. tabelul 1.2).

Extinderea utilizării mașinilor electrice în cele mai diverse medii, a impus găsirea unor soluții constructive care să imbine în mod armonios factorul tehnic cu cel economic. Astfel, dacă un motor asincron cu inele funcționează într-un mediu pentru care se impune închiderea inelelor într-o cutie etanșă la praf, dar pentru motorul propriu-zis nu se impune aceeași condiție, atunci se poate realiza o protecție constructivă hibridă, în sensul că motorul să se realizeze în protecție IP 23, iar cutia inelelor în protecție IP 44. Acest fapt permite ca motorul să poată fi realizat cu un gabarit normal, deci la un preț de cost mai redus decît dacă ar fi fost realizat în totalitate în protecție IP 44.

O altă problemă legată de extinderea utilizării motoarelor electrice, concomitent cu reducerea cheltuielilor de investiții, este aceea a folosirii motoarelor electrice în locuri complet descoperite (suprimarea clădirilor) lucru care a dus la realizarea unor procedee suplimentare de protejare împotriva intemperiilor și care se simbolizează prin litera suplimentară W, plasată după IP.

Întrucît aerul de ventilație circulă tot în circuit deschis, dar deoarece înainte de a pătrunde în mașină trece printr-un filtru, gradul de protecție este definit de simbolul IP W 23 (v. fig. 1.10 și 1.11), iar verificarea lui se face la înțelegere între producător și beneficiar.

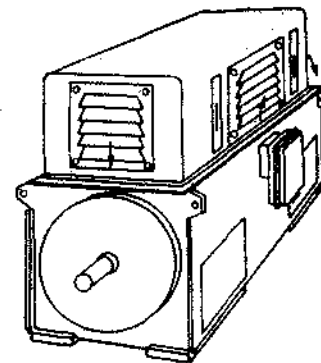


Fig. 1.10. Mașină electrică răcită cu aer, protecție IP W 23; aerul intră lateral și iese frontal.

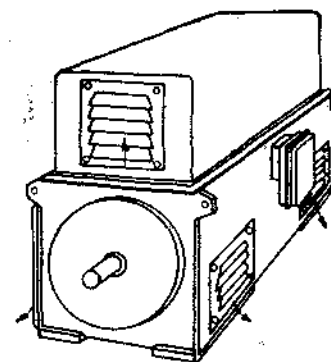


Fig. 1.11. Mașină electrică răcită cu aer, protecție IP W 23; aerul intră frontal și iese lateral.

1.3. TIPURI DE VENTILAȚIE FOLOSITE LA MAȘINILE ELECTRICE NORMALE

1.3.1. CLASIFICAREA MAȘINILOR ELECTRICE DIN PUNCT DE VEDERE AL VENTILAȚIEI

Evacuarea căldurii din mașina electrică constituie o problemă tot așa de importantă ca și fenomenele legate de însăși funcționarea propriu-zisă. De aceea, alegerea unei ventilații satisfăcătoare trebuie avută în vedere încă de la alegerea solicitărilor electromagnetice. Realizarea sistemului de ventilație propus este însă în strînsă legătură cu tipul de protecție contra atingerilor și a pătrunderii lichidelor, impus în majoritatea cazurilor de tema de proiect. În concluzie, proiectantul trebuie să găsească sistemul de ventilație cel mai eficient pentru un tip de protecție impus, în strînsă corelare și cu clasa de izolație în care se realizează mașina electrică respectivă.

OBSERVAȚII. După natura agentului de răcire, la mașinile electrice rotative se disting:

- răcirea cu gaz (aer sau hidrogen);
- răcirea cu lichid (cel mai frecvent — apă).

La mașinile electrice, în afară de unitățile de puteri foarte mari (ca în cazul turbogeneratoarelor), cel mai mult este folosită răcirea cu aer (ca agent de răcire interior) și cu aer sau apă (ca agent de răcire exterior — în cazul mașinilor închise). De aceea, în lucrarea de față, se au în vedere numai aceste moduri de răcire: cu aer (agent interior) și cu aer sau apă (agenți exteriori).

După tipul de ventilație, mașinile electrice rotative pot fi realizate în următoarele variante (se au în vedere tipurile cel mai frecvent întîlnite și care folosesc agenți de răcire aerul și apa):

- mașini cu ventilație naturală;
- mașini cu autoventilație forțată;
- mașini cu ventilație forțată independentă (străină).

1.3.2. MAȘINI CU VENTILAȚIE NATURALĂ

Mașinile cu ventilație naturală sînt acelea în care evacuarea căldurii provenită din pierderi se face numai prin radiație, conductivitate și convecție naturală, în sensul că nu se folosesc mijloace de activare a evacuării căldurii. Trebuie menționat faptul că, totuși, rotorul fiind o piesă în mișcare are o oarecare influență pozitivă, mai ales asupra convecției. Totuși, fiindcă nu există dispozitive speciale (ventilatoare, aripioare etc.) de creare a unui curent de aer care să schimbe valorile coeficienților de conductivitate, convecție și radiație, acest sistem de ventilație se consideră „natural”.

În prezent, acest sistem se folosește la mașinile mici, precum și la mașini care, avînd o protecție IP 00 le asigură o răcire convenabilă. Totuși, dacă trebuie folosit acest sistem de ventilație, solicitările electromagnetice se aleg cu 10–20% mai mici decît în cazul mașinilor protejate, cu ventilație forțată.

1.3.3. MAȘINI CU VENTILAȚIE FORȚATĂ

La cele mai multe mașini se adoptă un ventilator montat pe axul rotorului, cu scopul de a crea o presiune sau o depresiune, încît aerul din interiorul mașinii să fie schimbat cu un altul proaspăt din mediul ambiant. În felul acesta, se creează o schimbare permanentă a aerului ce vine în contact cu părțile calde ale mașinii, iar aerul fiind mereu altul se spune că avem o „ventilație forțată în circuit deschis”; pentru că ventilatorul este antrenat de însăși mașina pe care o răcește, sistemul se numește „autoventilat”. Tipul acesta de ventilație se poate realiza atît la mașinile deschise cît și la cele protejate (adică la protecțiile IP 22, IP 23).

După modul cum este dirijată circulația aerului în mașină, se disting următoarele posibilități:

a) **Autoventilația forțată axială** în care circulația aerului în interiorul mașinii se face axial, adică paralel cu axul mașinii, excluzînd coturile necesare ce se fac la intrare și la ieșire (fig. 1.12).

Acest tip de ventilație este eficient mai ales cînd canalele de scurgere a aerului de răcire sînt practicate chiar în miezul feromagnetic, așa cum se vede în figura 1.12.

La mașinile mai mici, această ventilație are în vedere numai părțile mai calde, cum ar fi, de exemplu, statorul mașinii și părțile frontale ale rotorului, așa cum se vede în figura 1.13.

În toate aceste cazuri aerul pătrunde pe la un capăt al mașinii și este evacuat pe la capătul opus.

b) **Autoventilația forțată radială** în care aerul de răcire absorbit pe la un capăt al mașinii, este refulat către partea activă a miezului feromagnetic, miez care este divizat în pachete. Aerul trece pe sub jugul rotorului, intră în canalele de ventilație radiale dintre pachetele rotorului, trece apoi în canalele radiale din stator, pătrunde în spațiul dintre miez și carcasă și după ce face un cot, de aproximativ 90°, iese în mediul ambiant (fig. 1.14).

Pentru ca aerul să nu iasă din mașină fără a trece prin canalele radiale, porțiunea rotorului din partea ventilatorului trebuie obturată. Acest sistem de ventilație se mai numește și „axial-radial”. În cazul mașinilor lungi și foarte

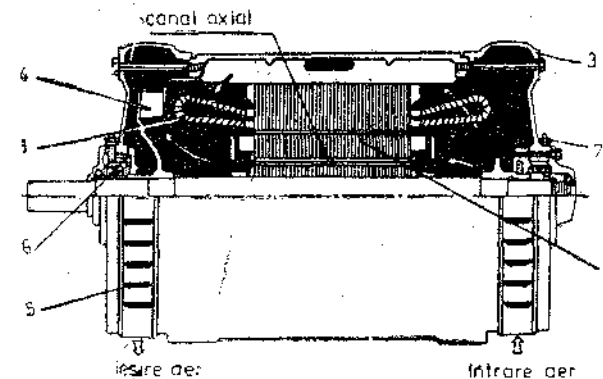


Fig. 1.12. Motor asincron cu rotorul în scurtcircuit cu autoventilație axială, protecție IP 23:

1 — înfășurarea statorului; 2 — miezul feromagnetic rotor cu canale axiale în lungul lui; 3 — scut portlagăr (port-palier) turnat din fontă; 4 — ventilatorul integrat (asamblat pe arborele mașinii); 5 — jaluzele contra pătrunderii stropilor de apă care cad sub un unghi de 60°, față de verticală; 6 — lagăr cu rulment, cu posibilitatea ungerii în timpul funcționării mașinii; 7 — ungător cu bilă.

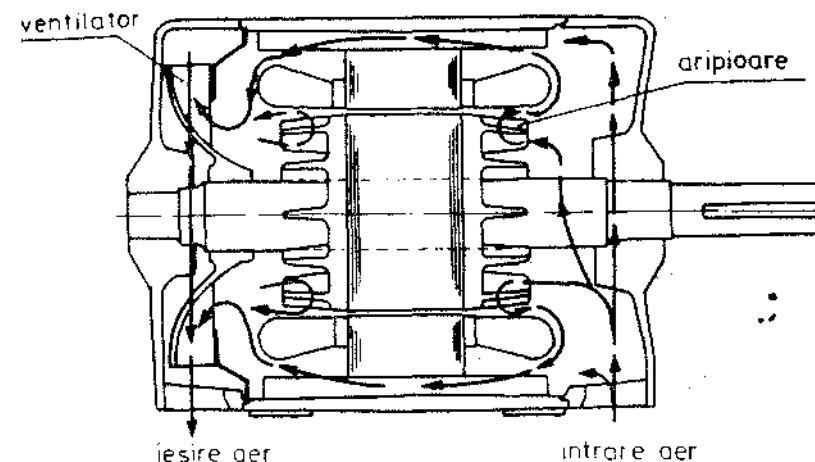


Fig. 1.13. Repartiția curentilor de aer într-un motor asincron de putere mică cu rotorul în scurtcircuit, prevăzut cu ventilator și aripioare în părțile frontale ale coliviei (turnate odată cu colivia).

lungi mașina poate fi prevăzută cu două ventilatoare dispuse la cele două capete ale rotorului. Aerul este absorbit prin scuturi și împins în canalele radiale din stator, pătrunde în spațiul dintre jugul stator și carcasă și, în final, este evacuat în atmosferă prin mijlocul carcasei, ca în figura 1.15.

În practică, acest tip de ventilație mai poartă numele de „ventilație radială bilaterală”. La mașinile cu diametrul rotorului mare, ventilatoarele constau din palete montate chiar pe butucul rotorului.

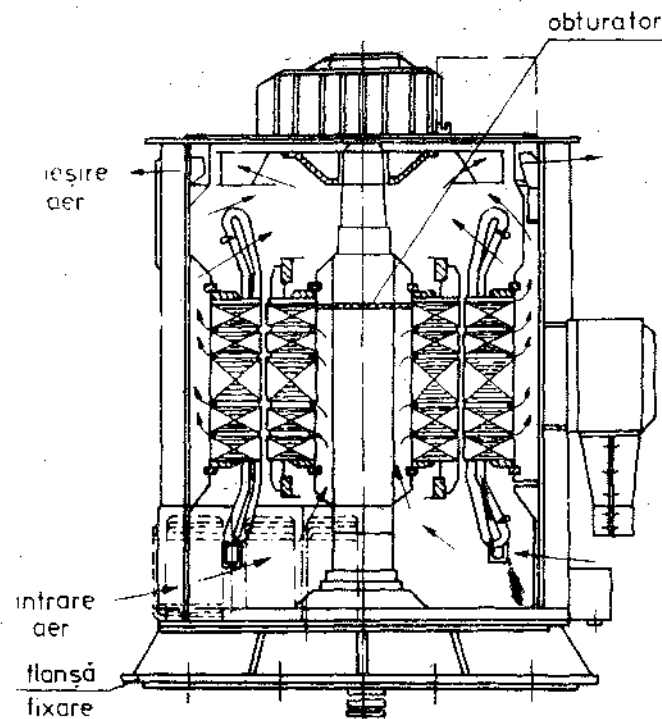


Fig. 1.14. Motor asincron vertical cu ventilație axial-radială.

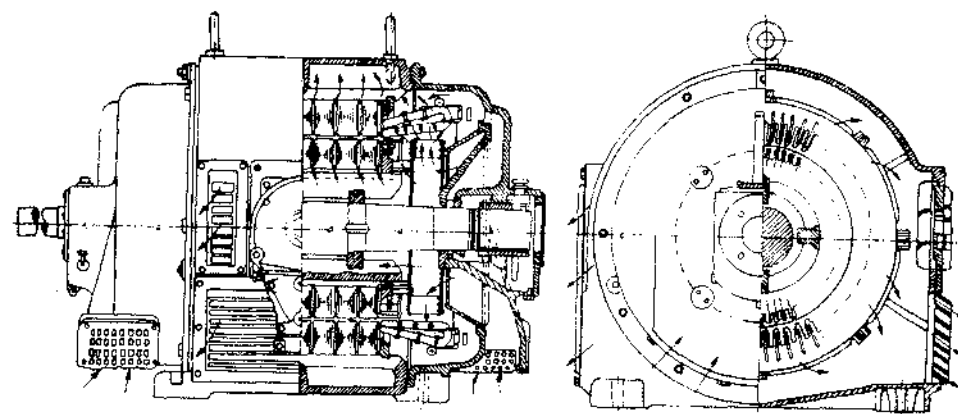


Fig. 1.15. Motor asincron cu ventilație radială bilaterală.

O problemă deosebită o prezintă ventilația mașinilor închise, adică cele cu protecție IP 44, IP 54 etc. (fig. 1.16).

Deoarece aceste mașini cedează căldura mediului ambiant prin suprafața exterioară a carcasei, la început s-a căutat mărirea acesteia prin nervurare ca în figura 1.17.

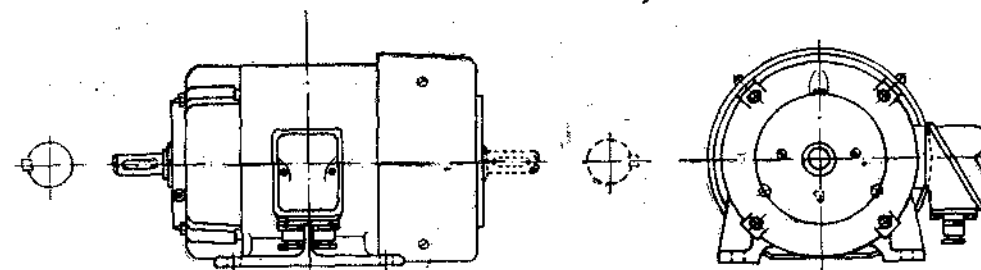


Fig. 1.16. Mașină închisă cu ventilație exterioară și carcasă netedă.

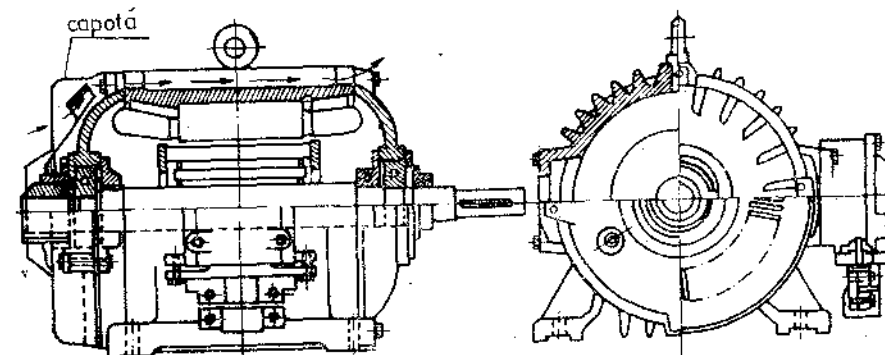


Fig. 1.17. Mașină închisă cu ventilație exterioară și carcasă cu nervuri.

Aceste mașini cedează căldura pe suprafața exterioară prin convecție și radiație naturală. Pentru mărirea eficacității se obișnuiește totuși ca în interiorul lor să se monteze pe ax, un ventilator cu rolul de agitator care să împingă aerul cald spre carcasă.

Din cele arătate, rezultă că suprafața carcasei joacă un rol important la aceste mașini.

În dorința de a reduce gabaritul mașinii s-au conturat diverse soluții, dintre care cea mai des întâlnită este suflarea cu ajutorul unui ventilator propriu a suprafeței exterioare a carcasei cu un curent de aer rece, obținându-se astfel o mașină cu autoventilație exterioară (fig. 1.17). În acest mod, coeficientul de cedare a căldurii de la suprafața carcasei către mediul ambiant crește foarte mult. Pentru ca eficiența să fie cât mai mare, se recomandă ca aerul dat de ventilator să fie dirijat cu ajutorul unei capote care îmbracă carcasa pe circumferință. La acest tip de mașini, rotorul este partea cea mai caldă întrucât nu are posibilitatea de a ceda direct căldura spre carcasă. De aceea, s-a conceput un tip de ventilație care să asigure și o circulație a aerului din interiorul mașinii. În acest scop, așa cum se arată în figura 1.18 mașina este prevăzută cu două ventilatoare: unul interior, care face ca aerul să circule în circuit închis străbătând rotorul și spațiul dintre miez și carcasă și, un altul, exterior, care trimite un curent de aer pe suprafața exterioară

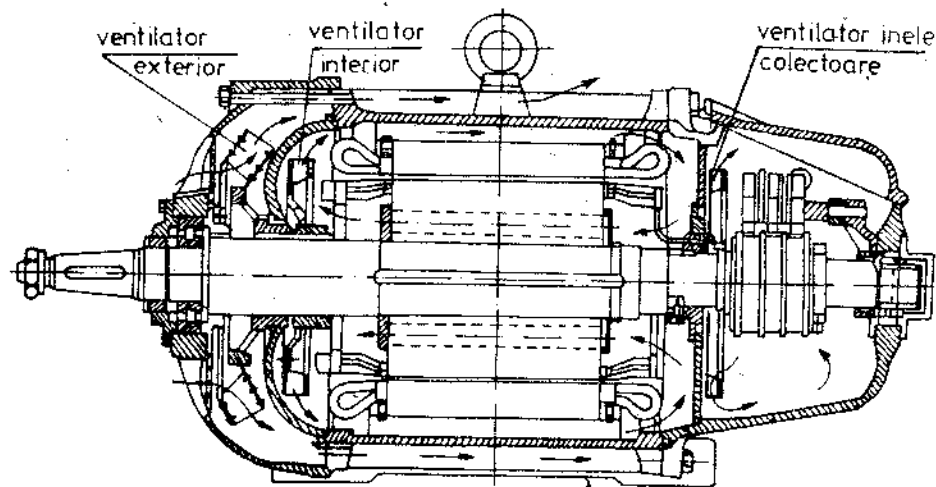


Fig. 1.18. Mașină închisă cu un ventilator exterior și unul interior.

a carcasei; ventilația inelelor colectoare se face cu un ventilator separat. Evident, construcția se complică puțin față de cazul precedent, dar se obține o mașină cu parametri economici superiori.

S-au făcut încercări privind schimbul de căldură între interiorul și exteriorul mașinii în funcție de direcția celor doi curenți de aer: sensuri opuse și același sens. Rezultatele experimentale au arătat că nu există o diferență substanțială, între cele două cazuri.

În scopul realizării unor mașini închise cu parametri economici acceptabili s-au imaginat și alte construcții, cum ar fi:

- carcase nervurate și cu buzunare (canale) pentru circulația aerului din interior;
- statoare prevăzute cu canale axiale de ventilație pentru aerul de răcire;
- rotoare prevăzute cu canale axiale de ventilație pentru aerul de răcire.

Deși s-a urmărit mărirea suprafeței de cedare a căldurii la mașinile închise (IP 44, IP 54, IP 55) prin folosirea unor carcase și scuturi cu nervuri, cantitatea de căldură disipată, este totuși limitată deoarece pierderile într-o mașină electrică determinate de puterea mașinii, cresc mai repede decât creșterea suprafeței de cedare a căldurii. Apoi, nervurile nu pot fi făcute oricât de mari deoarece eficiența lor nu crește proporțional cu înălțimea lor. Se ajunge astfel la o putere limită a mașinii în construcție închisă și cu ventilația forțată a nervurilor. Întrucât nevoia de mașini mari a crescut odată cu extinderea domeniului de utilizare, s-a recurs atunci, la un sistem de ventilație în circuit închis utilizându-se schimbătoare de căldură de tipul aer-aer sau aer-apă.

La mașinile electrice cu schimbătoare de căldură aer-aer există două circuite de aer, unul cald și altul rece, care au o zonă comună de circulație, fără însă a se amesteca deoarece sunt despărțite printr-un perete metalic, cu rolul de a prelua căldura de la aerul cald ce provine din interiorul mașinii și a o ceda aerului mai rece care provine din mediul ambiant.

Cantitatea de căldură transmisă prin această suprafață într-o secundă, în regim staționar, este dată de relația

$$Q = \frac{W}{t} = \alpha S(\vartheta_1 - \vartheta_2) = \alpha S\theta \quad [\text{J/s}], \quad (1.1)$$

unde:

α este coeficient de transmisie al căldurii, în $\text{W/cm}^2\text{C}$;

S — aria suprafeței de contact (transfer), în cm^2 ;

ϑ_1 — temperatura aerului cald, în $^{\circ}\text{C}$;

ϑ_2 — temperatura aerului rece, în $^{\circ}\text{C}$;

$\theta = \vartheta_1 - \vartheta_2$ — supratemperatură sau încălzirea aerului, în $^{\circ}\text{C}$.

Coeficientul α depinde de temperatură, de caracteristicile suprafeței, viscozitatea mediului de răcire, viteza mediului și de gradul de turbulență (curgere laminară sau turbulentă).

Construcția cea mai simplă a unui schimbător de căldură destinat răcirii unei mașini închise constă în dispunerea unor țevi rotunde de jur împrejurul carcasei mașinii, încastrate în doi pereți frontali, iar peste acestea se prevede o manta metalică ușoară care îmbracă toată mașina (fig. 1.19).

ATENȚIE! În lucrare se folosesc următoarele notații termice (vezi și cap. 23):

ϑ — temperatura, în $^{\circ}\text{C}$;

$\theta = \Delta\theta$ — căderea de temperatură, supratemperatură sau încălzirea, în $^{\circ}\text{C}$.

În carcasa mașinii sînt prevăzute două deschideri. Prin una aerul din interiorul mașinii este refulat în spațiul dintre carcasă și manta, venind astfel în contact cu pereții exteriori ai țevilor, apoi se întoarce în mașină

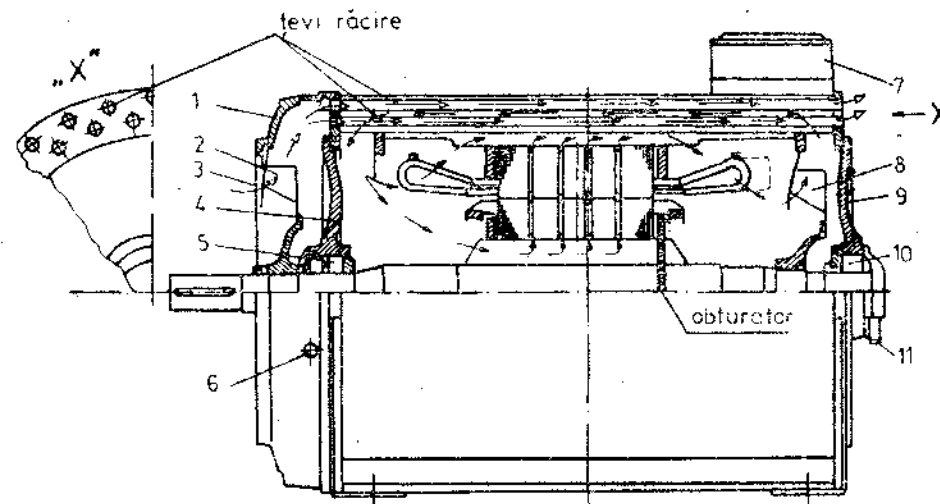


Fig. 1.19. Mașină închisă cu schimbător de căldură aer-aer, constituit din țevi dispuse pe circumferința carcasei:

- 1 — apărătoare deflector; 2 — ventilator exterior; 3 — plasă de strîmă împletită, pentru protecție;
- 4 — scut portlagăr parte tracțiune (PT); 5 — rulment PT; 6 — canal colectare surplus de vaselină;
- 7 — cutie borne; 8 — ventilator interior; 9 — scut portlagăr parte opusă tracțiunii; 10 — rulment;
- 11 — sertar colectare surplus de vaselină;

—▷— circulația aerului exterior;

—▶— circulația aerului interior.

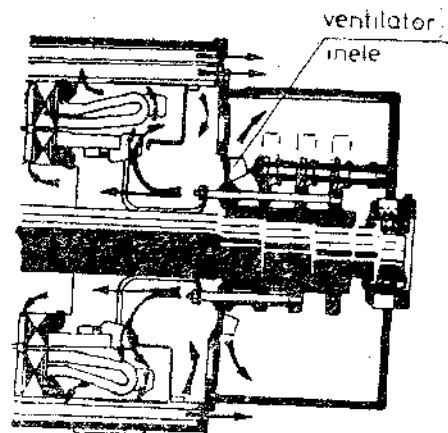


Fig. 1.20. Mașină închisă cu inele colectoare și cu schimbător de căldură aer-aer din țevi (vedere parțială).

pot face corp comun cu motorul propriu-zis, realizându-se o construcție ca în figura 1.20, unde este posibilă și o ventilație corespunzătoare a inelelor folosind schimbătorul de căldură al motorului propriu-zis.

Puterea unor astfel de motoare atinge astăzi 500—600 kW.

La mașinile de puteri superioare schimbătoarele aer-aer, nu mai sînt recomandabile și se înlocuiesc cu schimbătoare de căldură aer-apă, adică prin țevile circuitului exterior de ventilație circulă apă cu o temperatură maximă de $+20^{\circ}\text{C}$. De obicei schimbătorul aer-apă formează o construcție de sine stătătoare.

Fără a intra în detalii, se precizează că un asemenea schimbător este un ansamblu de țevi circulare sau profilate, din diverse materiale (cupru, alamă, aluminiu, oțel, oțel cu aluminiu) asamblate la cele două capete în doi pereți metalici și prin care poate circula apa în circuit deschis. Printre țevi circulă aerul cald care iese din mașină și care după ce a fost răcit, cedînd o parte din căldură apei din schimbător, este reintrodus în mașina electrică. Aceste schimbătoare se pot plasa deasupra, dedesubtul sau pe părțile laterale ale mașinii. Ultimele două soluții constructive sînt de preferat deoarece, în caz de defectare a schimbătorului, apa nu ajunge în mașină.

Comparînd cele două tipuri de schimbătoare, mai eficace este cel cu aer-apă deoarece se poate realiza un schimb de căldură mai bun din următoarele motive:

- diferența de temperatură a celor două medii este mai mare cu 20°C ;
- suprafața de contact se poate mări prin construcția deosebită a unor elemente de schimbător (țevi cu aripioare);
- coeficient de cedare (absorbție) a căldurii mai mare.

Dezavantajele unui schimbător aer-apă constau din:

- necesitatea unei surse de apă cu problemele aferente;
- execuție mai dificilă și mai pretențioasă;
- întreținere mai pretențioasă a schimbătorului.

În figura 1.21 se poate vedea un motor de c.c. cu reglaj de turație prevăzut cu schimbător de căldură aer-apă; circulația aerului din interiorul mașinii printre țevile răcitorului este asigurată de un motoventilator înglobat în carcasa schimbătorului de căldură.

prin deschiderea cealaltă (de la capătul opus al carcasei). Această circulație a aerului cald din interiorul mașinii este asigurată de un ventilator interior 8.

Aerul rece care este luat din mediul ambiant este împins prin țevile răcitorului de un ventilator 2 montat în exteriorul mașinii.

Figura 1.19 reprezintă un motor asincron cu rotorul în scurtcircuit închis, prevăzut cu un schimbător de căldură aer-aer, în care aerul din interiorul mașinii formează un circuit închis de tipul axial-radial. Dacă mașina are și inele colectoare (inele de contact), adică are rotorul bobinat, acestea se pot așeza într-o cutie a inelelor tot închisă sau deschisă, sau

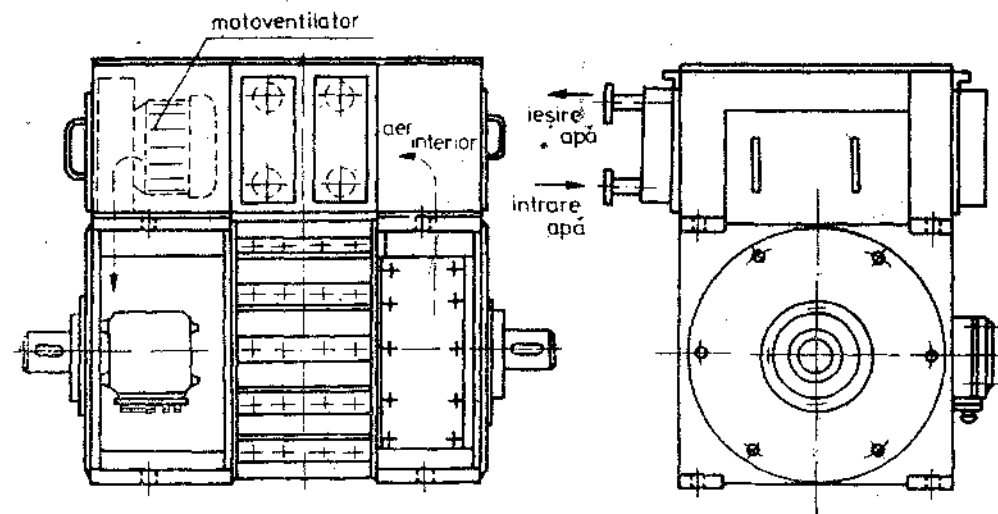


Fig. 1.21. Motor de curent continuu cu reglaj de turație, cu schimbător de căldură aer-apă, amplasat deasupra lui.

La mașinile cu ventilație străină problema constă în a determina debitul de aer necesar unei bune ventilații și alegerea grupului motoventilator.

Răcirea transformatoarelor uscate se face fie prin circulația naturală a aerului de răcire, fie prin circulația forțată cu un motoventilator; se pot utiliza de asemenea și schimbătoare de căldură.

Simbolizarea sistemelor uzuale de răcire a transformatoarelor în ulei, se face conform STAS 1703-80 și este indicată în capitolul 17.

1.4. CONSIDERAȚII PRIVIND INFLUENȚA VENTILAȚIEI ASUPRA PROIECTĂRII MAȘINII

O problemă deosebită o ridică, din punct de vedere al ventilației, mașinile cu reglaj de turație. În această situație existînd mai multe posibilități, trebuie analizată varianta cea mai economică, bineînțeles fără a aduce prejudicii bunei funcționări a instalației.

Dacă odată cu micșorarea turației se permite și micșorarea puterii mașinii (cuplul cerut scade odată cu viteza de rotație: $M = kn^2$), atunci mașina se dimensionează normal deoarece pierderile scad și ele odată cu turația, debitul de aer asigurat de ventilator fiind suficient pentru eliminarea pierderilor din mașină. Se poate întîmpla ca odată cu micșorarea turației să scadă puterea dar cuplul să rămîna același ($M_2 = \text{constant}$). În acest caz pierderile rămîn și ele constante; trebuie ca mașina și sistemul de ventilație să fie dimensionate pentru această situație. Desigur că va rezulta o mașină cu dimensiuni mai mari decît una de aceeași putere dar avînd turația constantă. Din punct de vedere electromagnetic părțile active vor fi mai puțin solicitate (pătura de curent și inducția magnetică în întrefier vor fi mai mici decît la mașinile normale). Această micșorare a solicitărilor electromagnetice atinge 15% la mașini deschise sau protejate și 25% la mașinile închise. Gabaritul propriu-zis al mașinii poate fi micșorat dacă se adoptă schimbătoare de căldură

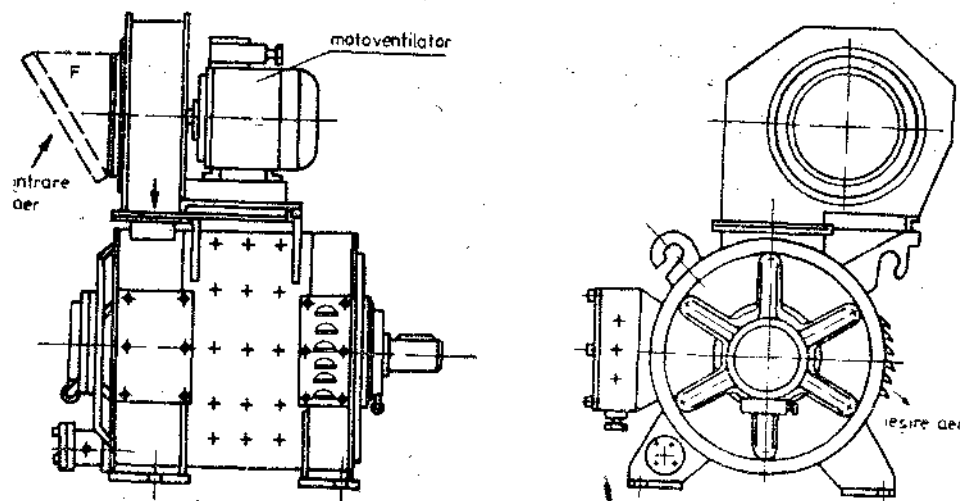


Fig. 1.22. Motor de curent continuu cu reglaj de turație cu ventilație independentă (motoventilator).

Putre fi prevăzută și cu filtru F.

aer-aer sau aer-apă, mașina crescând însă în greutate datorită acestor schimbătoare. Soluția este totuși rentabilă mai ales din punct de vedere al fabricii constructoare, care poate păstra dimensiunile părților active ale unei serii normale de mașini schimbând doar construcția care devine mai complicată dar care, utilizând o serie de elemente comune de la alte mașini (miez stator și rotor, înfășurare stator și rotor), devine totuși o soluție mai ieftină. Se precizează că micșorările solicitărilor electromagnetice se referă la mașinile izolate în clasa F și H, cu înfășurare în bare și viteze nominale peste 1 000 rot/min. La proiectarea unor asemenea mașini un rol esențial îl joacă experiența proiectantului.

În scopul rezolvării răcirii mașinilor cu turație variabilă s-au imaginat și realizat construcții cu ventilator independent al cărui debit de aer nu depinde de viteza de rotație a mașinii principale, ca în figura 1.22.

De asemenea, tot o mașină cu turație variabilă și închisă, cu protecție IP 44 sau superioară poate fi realizată ca în figura 1.21, la care se poate vedea că s-a adoptat o construcție cu schimbător de căldură, aer-apă, dar la care circulația aerului se face în circuit închis cu ajutorul unui ventilator acționat independent de motorul propriu-zis (motoventilator). În acest fel părțile active ale mașinii rămân neschimbate față de o mașină cu turație constantă.

Schimbătorul de căldură poate fi de tipul aer-aer.

Deși reglajul de turație are consecințe negative asupra ventilației mașinii (este vorba de reglajul sub turația nominală), el are însă avantajul că la mașinile cu colector îmbunătățește întrucâtva condițiile de comutație.

Dacă motorul cu reglaj de turație este destinat a funcționa într-un mediu cu impurități atunci problema ventilației este rezolvată astfel: la gura de intrare a aerului de răcire este montat un filtru F care joacă rol de purificator, după care aerul este trimis în mașină. Filtrul F, se montează separat, ca în figura 1.22 (cu linie întreruptă).

Un alt element care influențează dimensionarea unei mașini electrice, respectiv alegerea solicitărilor electromagnetice, este altitudinea la care funcționează mașina. Conform standardelor în vigoare (STAS 1893/1-87), toate mașinile au puterea și încălzirea garantată dacă funcționează până la o altitudine de 1 000 m. Dacă se depășesc 1 000 m, atunci datorită rarefierii aerului, ventilația mașinii se înrăutățește. Din aceste motive trebuie ca solicitările electromagnetice să fie micșorate cu 5% la mașinile deschise și cu 10% la mașinile închise, dacă mașinile sînt destinate a funcționa la altitudini de până la 2 000 m. Peste această altitudine se întâlnesc cazuri mai rare (v. și cap. 3, tabelul 3.4).

Tabelul 1.3

Micșorarea produsului $AB\delta$, în % față de situația normală la $+40^{\circ}\text{C}$, în funcție de temperatura mediului ambiant

Puterea nominală [kW]	Temperatura mediului ambiant [$^{\circ}\text{C}$]		
	45	50	55
$P_N = 50 \div 200$	6	12	19
$P_N > 200$	5	12	18

Standardele precizează că temperatura maximă a aerului de răcire este de $+40^{\circ}\text{C}$ și toate referirile privind încălzirea mașinii se fac la această valoare. În realitate, se pot întâlni cazuri cînd temperatura mediului ambiant depășește $+40^{\circ}\text{C}$. Evident, în acest caz trebuie alese solicitări electromagnetice mai mici. Micșorarea acestor solicitări în funcție de puterea nominală a mașinii și de temperatura mediului ambiant este dată în tabelul 1.3. Este mai comod și mai sigur a aplica această micșorare produsului ($AB\delta$), unde A este pătura de curent, în A/m iar $B\delta$, valoarea maximă a inducției magnetice în întrefier, în T .

Pentru influența diferiților factori, asupra proiectării și funcționării transformatorului, vezi paragrafele 17.6 și 17.7 (vol. 2).

Capitolul 2. MATERIALE UTILIZATE ÎN CONSTRUCȚIA MAȘINILOR ELECTRICE

Datorită dezvoltării rapide, în ultimele decenii, a metalurgiei materialelor feroase și neferoase precum și a chimiei produselor de sinteză, putem spune că nu este deloc ușor unui tînăr proiectant să se decidă asupra materialelor pe care să le indice pentru executarea unei mașini. Dacă în trecut el se putea limita la folosirea a 10–15 materiale într-o mașină, astăzi dispune de cîteva sute de materiale electroconductoare, magnetice, electroizolante și constructive, trebuind să indice materialul potrivit la locul potrivit astfel încît să rezulte o mașină care să corespundă atît din punct de vedere funcțional, cît și din punct de vedere tehnic și economic.

Problemele esențiale ridicate de materialele destinate unei mașini electrice sînt următoarele :

- să admită solicitări (electrice, termice sau mecanice) cît mai mari;
- să reziste, în exploatarea mașinii o perioadă cît mai îndelungată, adică să aibă o fiabilitate ridicată;
- să se poată prelucra ușor, adică să nu necesite un proces tehnologic complicat;
- să nu constituie „materiale deficitare”, adică a căror producere să ridice probleme deosebite sub aspect energetic sau al materiei prime.

Producătorii acestor materiale sînt deopotrivă preocupați atît de găsirea unor soluții optime din punct de vedere al compoziției chimice a materialelor, cît și al unor procedee specifice de fabricație a lor care să le asigure caracteristici superioare. Așa a apărut de exemplu procedeul de *laminare la rece* al tablei silicioase pentru miezurile feromagnetice, care îmbunătățește substanțial proprietatea acestora, în comparație cu procedeul clasic al *laminării la cald*.

Preocupări aparte, au constructorii de mașini electrice în ceea ce privește creșterea clasei de izolație a mediului de răcire al transformatoarelor. Se știe că uleiul clasic de transformator corespunde clasei de izolație A, ceea ce mărește gabaritul transformatorului.

S-au găsit unele soluții și în clasa F cum este *clophenul* însă datorită toxicității *extrem de ridicată* pe care o are, folosirea lui este foarte limitată. Pe de altă parte, condiția de competitivitate a mașinilor electrice pe plan mondial obligă astăzi pe proiectant să fie la curent atît cu realizările cele mai recente și mai bune din domeniul producerii de materiale destinate construcției de mașini electrice, cît și cu informații ample privind comportarea în fabricație și exploatare a acestor materiale pentru că, în ultima analiză, fiabilitatea mașinii nu este garantată de noutatea materialului, ci de comportarea lui în timp. De aceea, în momentul de față, proiectantul este obligat de multe ori să-și formeze singur părerea cu privire la calitățile materialului pe baza unor cercetări și experiențe proprii. În concluzie, rezultă că însăși normele privind clasificarea noilor materiale electroizolante țin cont de comparația acestora cu materialele de clasă A (la transformatoare) și F despre care se știe cel mai mult, privind comportarea lor în exploatare.

2.1. MATERIALE FEROMAGNETICE PENTRU CIRCUITUL MAGNETIC

Funcționarea mașinilor electrice se bazează pe existența unui flux magnetic și a unui curent electric (vezi rel. (4.15)). Suportul material al fluxului magnetic îl constituie miezul magnetic al mașinii. Circuitul magnetic se compune în principal din 2 elemente și anume: aer și oțel. Între vectorul intensității cîmpului magnetic $\vec{H}$ și vectorul densității fluxului magnetic (inducția magnetică) $\vec{B}$ pentru medii izotrope, este o relație simplă și anume:

$$\vec{B} = \mu \vec{H}, \quad (2.1)$$

μ fiind permeabilitatea magnetică a mediului respectiv și avînd expresia

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (2.2)$$

unde μ_0 este permeabilitatea magnetică a vidului (constantă magnetică) iar μ_r permeabilitatea magnetică relativă a mediului respectiv.

Din punctul de vedere al permeabilității magnetice relative, materialele se împart în 3 grupe :

- materiale diamagnetice, care au $\mu_r < 1$;
- materiale paramagnetice, care au $\mu_r > 1$;
- materiale feromagnetice, care au $\mu_r \gg 1$.

În cazul de față cel mai mult interesează, evident, materialele din grupa a 3-a deoarece la cîmpuri H mici putem obține inducții B mari. Acest lucru permite reducerea în ultima instanță a costului materialelor și a energiei cheltuite pentru producerea solenajiei și deci reducerea costului mașinii. Mai trebuie amintit faptul că permeabilitatea magnetică a unui material nu este constantă ci depinde de mărimea intensității cîmpului magnetic H (adică de saturație) și de prelucrarea materialului. De asemenea proprietățile feromagnetice dispar peste o anumită temperatură (punct Curie), care la fier este de 769°C, lucru care interesează mai puțin, deoarece în mașinile normale se lucrează cu temperaturi mult mai mici.

Într-o mașină electrică rotativă, există porțiuni ale circuitului magnetic care sînt străbătute de un flux magnetic constant în timp, iar alte porțiuni care sînt străbătute de un flux magnetic variabil (alternativ). Astfel, la o mașină de curent continuu polii principali, polii auxiliari și jugul statoric sînt străbătuți de un flux magnetic constant în timp, pe cînd dinții și jugul rotorului sînt supuși unei frecvențe de magnetizare care depinde de viteza de rotație și de numărul de poli ai mașinii.

La o mașină sincronă miezul feromagnetic al înfășurării indusului este de asemenea parcurs de flux magnetic alternativ, iar miezul circuitului de excitație este parcurs de un flux magnetic constant.

Avînd în vedere aceste două situații s-a căutat realizarea unor materiale adecvate, în sensul obținerii unor materiale cu o permeabilitate magnetică cît mai mare, dar și cu proprietăți care să limiteze pierderile de energie (prin histerezis și curenți turbionari) în porțiunile de circuit magnetic în care fluxul magnetic este variabil.

În porțiunile de miez feromagnetic cu flux constant se utilizează în mod obișnuit oțel-carbon sub formă de foi (laminat) cu grosimi de 0,5–50 mm, oțel și fontă turnate sau oțel forjat.

Din punct de vedere al calculului electromagnetic al mașinii, la aceste materiale interesează curba de magnetizare $B = f(H)$ folosită la calculul tensiunilor magnetice pentru porțiunile circuitului magnetic respectiv.

În anexele 2 și 3 (tabelele 3-I, 3-II și 3-III) se dau valorile intensității cîmpului magnetic H , în A/cm, pentru diferite valori ale inducției magnetice B , în T, ale materialelor feromagnetice utilizate frecvent în construcția circuitelor magnetice.

Aceste materiale se înfășnesc, în special, la mașinile de curent continuu și la mașinile sincrone. La mașinile de curent continuu de exemplu situația porțiunilor de circuit magnetic se prezintă în felul următor :

— carcasa mașinii, care joacă rol de jug statoric, se confecționează în mod obișnuit din oțel turnat sau laminat și numai la mașinile de mică putere (1–4 kW) poate fi și din fontă turnată;

— polii principali se fac cel mai frecvent din tablă de oțel carbon obișnuit laminată, cu grosimea de 1–2 mm și mai rar din oțel turnat sau forjat;

— polii auxiliari se fac din oțel forjat și prelucrat mecanic în cazul mașinilor mici și mijlocii sau din tablă de oțel carbon obișnuit, prin ștanțarea mașinilor mijlocii și mari. Ei se fac însă și din tablă laminată subțire și izolată cu lac, în cazul mașinilor cu șocuri de sarcină (regimuri tranzitorii frecvente).

La mașinile sincrone cu poli aparenti, miezul polilor și talpa polară se fac din tablă laminată obișnuită cu grosimea de 1–2 mm sau se poate ca miezul polilor să fie din tole, iar talpa polară din oțel masiv laminat. Jugul rotoric al acestor mașini se poate face din tole ștanțate de 3–5 mm, din bucăți masive laminate sau forjate ori dintr-o singură bucată forjată sau turnată din oțel sau fontă.

În porțiunile de miez feromagnetic unde fluxul magnetic este variabil, interesează în afara relației $B = f(H)$ și valoarea pierderilor prin histerezis și curenți turbionari. Având în vedere că aceste pierderi se transformă în căldură care limitează solicitările electromagnetice, va trebui ca în aceste porțiuni să se folosească materiale cu compoziții și calități diferite de cele ale materialelor amintite mai înainte, pentru porțiunile de circuit prin care fluxul magnetic este constant.

Se cunoaște că mărimea pierderilor depinde de aria ciclului de histerezis dar mai trebuie precizat că o influență importantă o au tensiunile interne, orientarea cristalelor și direcția de orientare a acestora. În practică, se obișnuiește ca materialele feromagnetice să fie clasificate în două categorii: materiale magnetice tari (dure) și materiale magnetice moi. Materialele tari au un ciclu de histerezis lat și deci un câmp coercitiv mare; cele moi au un ciclu de histerezis îngust și deci un câmp coercitiv mic, pierderi mici și permeabilitate magnetică mai mare. Procedeu cel mai obișnuit de a obține un material feromagnetic cu pierderi mici este de a adăuga în oțelul obișnuit un anumit procentaj de siliciu 1–4%. Prin aceasta se obține un material cu ciclu de histerezis micșorat și deci o micșorare a pierderilor prin histerezis [4]. În plus se majorează rezistența electrică a tolei, ceea ce duce și la micșorarea curenților turbionari. Trebuie menționat însă că prin adăugarea siliciului se micșorează permeabilitatea magnetică iar tabla devine mai casantă.

S-a constatat de asemenea că direcția de laminare are o importanță deosebită și că pe această direcție materialul are o permeabilitate magnetică maximă. Ținând cont de aceasta s-a ajuns la realizarea unor materiale cu proprietăți magnetice superioare dacă laminarea se face la rece obținându-se table laminate la rece cu cristale neorientate, destinate construcției miezurilor feromagnetice pentru mașinile rotative și table laminate la rece cu cristale orientate (numite și *texturate*), destinate construcției miezurilor feromagnetice pentru transformatoare.

Deci, a doua mărime care caracterizează o tablă silicioasă este totalitatea pierderilor pe unitatea de masă și care se indică de obicei pentru două valori ale inducției ($B = 1$ T și $B = 1,5$ T) la o frecvență de magnetizare de 50 Hz. Această mărime este simbolizată prin coeficienții „ $p_{10/50}$ ” (pentru $B = 1$ T) și „ $p_{15/50}$ ” (pentru $B = 1,5$ T), numiți *coeficienți de pierderi specifice*.

În prezent se utilizează pentru construcția miezurilor feromagnetice ale mașinilor electrice rotative, tablă silicioasă laminată la rece cu cristale neorientate, cu grosimea de 0,5 mm și izolată cu lac.

Cu această tablă se realizează un coeficient de umplere de cel puțin 0,96 pentru tabla neizolată și cel puțin 0,95 pentru tabla izolată cu lac. Cifra de pierderi este $p_{10/50} = 2,3$ W/kg.

În anexa 2 se dau curbele de magnetizare pentru o calitate de tablă silicioasă laminată la rece cu cristale neorientate, mai frecvent utilizată.

Pentru construcția miezurilor feromagnetice ale transformatoarelor, se utilizează tablă silicioasă laminată, la rece cu cristale orientate (texturată) cu grosimea de 0,28–0,35 mm, izolată cu *carlit* (izolație ceramică), având coeficientul de umplere de 0,94–0,95 și cifra de pierderi $p_{10/50} = 0,4 \div 1$ W/kg, iar curba de magnetizare, orientativă, cea din anexa 4.

2.2. MATERIALE CONDUCTOARE PENTRU ÎNFAȘURARI

Înfașurările mașinilor electrice rotative și ale transformatoarelor se fac, din motive cunoscute, din materiale cu rezistivitate electrică mică și anume cupru și aluminiu.

La aceste materiale mai interesează și proprietățile mecanice și în special gradul de ecrisaj după care se disting:

— varianta „moale” în cazul că materialul nu este supus la eforturi mecanice mari și nu trebuie să suporte un proces tehnologic greoi;

— varianta „tare” pentru părți conductoare de curent supuse la eforturi mecanice mari.

În cazul aluminiului se folosește frecvent și varianta „turnat sub presiune” cum este cazul colivii motoarelor asincrone cu puteri până la 100 kW.

Pentru lamelele de colector care lucrează la viteze mari și pe care alunecă perii tari, cu presiuni mari se folosește cupru aliat cu argint (până la 1–2% Ag).

Din punct de vedere chimic, materialele trebuie să fie cât mai pure utilizându-se pentru înfașurări numai cupru electrolitic al cărui simbol este CuE. La acest simbol se mai adaugă și simbolizarea gradului de ecrisare și anume (conform STAS 2873/1-86):

— „O” pentru cupru moale;

— „HA” pentru cupru jumătate tare;

— „HB” pentru cupru tare.

De exemplu pentru bobinele mașinilor electrice este indicat CuE în starea O, pentru a se forma ușor ferind astfel izolația conductorului de degradări mecanice.

Exemplu de notare a unui conductor neizolat din sîrmă dreptunghiulară din cupru moale (O), cu grosimea $a = 2$ mm și lățimea $b = 4,5$ mm:

Sîrmă O — $2 \times 4,5$ STAS 2873/1-86.

După cum se observă, la notarea conductoarelor nu mai este necesar simbolul CuE, deoarece STAS-ul 2873/1-86 se referă numai la conductoare din cupru.

În cazul conductoarelor izolate, se mai folosește încă un grup de litere și cifre plasat imediat după dimensiunile conductorului care indică, fie numai tipul izolației (la conductoarele rotunde), fie atât tipul conductorului, prin litera „P” (conductor „profilat”, adică dreptunghiular sau bară, cu muchiile rotunjite) cât și al izolației. Semnificațiile grupului de litere și cifre al tipului de izolație a conductorului este cel indicat în anexa 9, în coloana „simbol”.

Exemple de notare a conductoarelor izolate :

a) conductor rotund cu diametrul de 1,8 mm izolat cu email tereftalic ;

Sirmă 0 — Ø1,8 ET STAS 685-75 ;

b) conductor dreptunghiular cu grosimea $a = 2$ mm și lățimea $b = 4,5$ mm, izolat cu email tereftalic și 2 straturi din fire de sticlă :

Sirmă : 0 — $2 \times 4,5\text{PE2S}$ STAS 2873/1-86

(0 — stare moale ; P — profilat ; E — email tereftalic ; 2S — 2 straturi fire sticlă) ;

c) conductor dreptunghiular cu grosimea $a = 2,24$ mm și lățimea $b = 7,1$ mm, izolat cu patru straturi de hirtie (4 H) :

Sirmă 0 — $2,24 \times 7,1$ P4H STAS 2873/1-86.

Principalele caracteristici electrice ale materialelor conductoare (cupru și aluminiu) sunt indicate în tabelul 2.1.

Tabelul 2.1

Caracteristicile fizice ale cuprului și aluminiului folosit la înfășurări

Materialul	Rezistivitatea la 20°C (ρ_{20}) [$\Omega\text{mm}^2/\text{m}$]	Coefficientul de temperatură (α) [$^{\circ}\text{C}^{-1}$]	Rezistivitatea la 75°C (ρ_{75}) [$\Omega\text{mm}^2/\text{m}$]	Densitatea (γ) [kg/dm^3]	Efortul unitar admis la întindere (la rupere σ_{ar}) [MPa]
Cupru electrolitic (CuE)	0,01784	$3,81 \cdot 10^{-3}$	0,0215	8,89	210 (pentru starea O — moale) ; 450 (pentru starea HB — tare).
Aluminiu	0,031	$3,7 \cdot 10^{-3}$	0,0365	2,70	70 ÷ 110 (pentru starea O — moale) ; 150 ÷ 230 (pentru starea HB — tare).

La calculul rezistenței unei înfășurări care are temperatura ϑ se utilizează rezistivitatea dată de relația :

$$\rho_{\vartheta} = \rho_{20} [1 + \alpha(\vartheta - 20)] \quad [\Omega \text{ mm}^2/\text{m}], \quad (2.3)$$

unde ρ_{20} și α se iau din tabelul de mai sus (tabelul 2.1).

În mod obișnuit, în proiectul unei mașini nu se folosește secțiunea conductorului rezultată direct din calcul ci se adoptă o „secțiune normalizată” pe baza unor standarde sau norme interne. Astfel, pentru conductoare rotunde se folosesc diametrele normalizate conform STAS 685-75, expuse în anexa 5, pentru cele din cupru și conform STAS 3033-87 expuse în anexa 6, pentru cele din aluminiu.

Dar, cum conductorul se folosește izolat, trebuie să se știe, pentru dimensionarea creștăturilor, care este și grosimea izolației acestuia.

Ea depinde de felul materialului izolat (bumbac, mătase, email sau sticlă) precum și de diametrul nominal al conductorului. Astăzi se utilizează mai rar conductorul izolat cu bumbac din cauza slabei lui rezistențe la temperatură, fiind mai frecvent întâlnit la înfășurările transformatoarelor. Emailurile superioare, de clasă F s-au impus prin proprietățile lor de stabilitate termică și un preț de cost avantajos. În locul fibrelor de bumbac sau mătase, azi se utilizează în construcția mașinilor rotative fire de sticlă, dar, dată fiind fragilitatea lor, se impune aproape totdeauna lipirea lor cu un email convenabil rezultând astfel izolația email-sticlă cu proprietăți termice și mecanice excelente, în clasa de izolație F. În anexa 9 se dau grosimile izolațiilor conductoarelor rotunde și profilate izolate cu bumbac, mătase, email, sticlă și email plus sticlă, precum și a celor izolate cu hirtie.

Mai exact, aceste grosimi se dau în cataloagele fiecărei fabrici producătoare de conductoare izolate. Ca și la conductoarele rotunde alegerea dimensiunilor conductoarelor profilate (dreptunghiulare cu muchiile rotunjite) se face conform standardului și anume STAS 2873/1-86 la cele din cupru care este reprodus parțial în anexa 7 și STAS 6499/1-74 la cele cu aluminiu, reprodus parțial în anexa 8.

Izolarea conductoarelor cu bumbac, email sau sticlă nu reprezintă totuși singurele posibilități de izolare a conductoarelor ci se mai întâlnește și utilizarea benzilor izolante mai ales pentru conductoare profilate. Dezavantajele acestui gen de izolație constau în : consum mare de manoperă, transmisie mai proastă a căldurii datorită straturilor de aer imobil dintre straturile de izolație, proprietăți mecanice inferioare în comparație cu unele emailuri. Din aceste motive, acest tip de izolație se utilizează numai în cazuri bine justificate.

2.3. MATERIALE ELECTROIZOLANTE

Pentru o mai ușoară codificare a cititorului în privința posibilităților de a utiliza materialele electroizolante s-a căutat gruparea lor pe categorii și subcategorii. Cele 2 mari grupe de materiale electroizolante sînt :

— materiale naturale, cum ar fi șelacul, lemnul, mica și asbestul (anexa 13—I) ;

— materiale sintetice cuprinse în anexele 13—II ÷ 13—VIII.

Se poate vedea ușor că materialele sintetice electroizolante ocupă un loc mai mare în comparație cu cele naturale. Desigur, este greu ea într-o lucrare cum este cea de față, să fie cuprinse toate materialele și nici n-ar fi indicat. De aceea, s-au reținut materialele din clasa de izolație B, F și H care se întâlnesc mai frecvent în uzinele din țara noastră. În mod intenționat s-au ocolit materialele și schemele de izolație pentru clasele Y, A și E, fiind utilizate din ce în ce mai puțin, utilizarea lor de bază fiind în special la transformatoarele în ulei.

Extragerea și gruparea materialelor electroizolante, mai ales utilizate în construcția de mașini electrice, pe clase și scheme de izolație este dată în tabelul 10—I (anexa 10).

Capitolul 3. ASPECTE PRIVIND INCERCĂRILE MAȘINILOR ELECTRICE

Calculului electromagnetic și mecanic al unei mașini electrice i se adaugă o tehnologie a pieselor componente care împreună cu desenele de execuție formează documentația de bază după care mașina se poate executa în atelierele fabricii. Mașina construită trebuie verificată dacă corespunde din punct de vedere electric, mecanic și funcțional și dacă valorile parametrilor și caracteristicilor acesteia sînt în concordanță cu cele prevăzute în tema de proiectare.

În mod obișnuit, stabilirea calității mașinii se face pe baza unei norme interne, a unui standard sau ambelor documente. De asemenea, metodele de încercare a mașinilor sînt și ele standardizate. Așadar, normele interne și standardele privind calitatea mașinii și metodele cu care aceasta este verificată, au un caracter de lege și sînt obligatorii atît pentru fabrica constructoare cît și pentru beneficiar. Trebuie menționat că standardele au un caracter național, în sensul că fiecare țară își are standardele sale care sînt obligatorii pentru constructorii și beneficiarii din țara respectivă. În țara noastră, pentru stabilirea calității mașinilor electrice rotative, este valabil STAS-ul 1893/1,2-87 „Condiții tehnice generale” și „Reguli și metode pentru verificarea calității” iar pentru stabilirea calității transformatoarelor, STAS-ul 1703/1... 8-80.

Există și normative internaționale care au însă un caracter de recomandare. În domeniul electrotehnic activează Comitetul Electrotehnic Internațional (C.E.I.) în care țara noastră este membră.

În cele ce urmează se vor da unele extrase din aceste STAS-uri care se consideră că prezintă un interes deosebit pentru proiectant.

Astfel, în paragraful 2.1 „Scopul încercărilor” din STAS 1893/2-87 se precizează: „Orice mașină electrică, în stare nouă, reparată sau căreia i s-au adus modificări, trebuie supusă unor încercări prin care să se verifice conformitatea cu condițiile tehnice impuse prin prezentul standard, respectiv prin documentul tehnic normativ și, eventual, să se determine unele date experimentale necesare utilizării mașinii în exploatare” (STAS-ul precizează ce încercări trebuie să fie făcute asupra mașinilor). Mașinile reparate trebuie încercate după un program stabilit de întreprinderea care execută reparația în funcție de natura reparației.

Standardele prevăd atît caracteristicile mașinilor cît și modul de încercare și verificare.

O încercare importantă care trebuie avută în vedere în tot cursul proiectării și în funcție de care se stabilesc limitele solicitărilor electromagnetice, este încălzirea mașinii sau supratemperaturile diferitelor părți ale acesteia, peste temperatura mediului ambiant. Valorile supratemperaturilor se iau în strînsă corelare cu așa-zisele condiții normale de funcționare (la locul de montaj), prin care, în conformitate cu STAS 1893/1-87 se înțeleg:

- altitudine maximă, peste nivelul mării, 1 000 m;
- temperatura aerului nu depășește 40°C;
- temperatura minimă a aerului este de -15°C;
- umiditatea relativă a aerului este de maximum 80% la 20°C.

În tabelul 3.1 se specifică, conform STAS 1893/1-87, limitele admisibile ale supratemperaturilor față de temperatura ambiantă a locului de funcțio-

Tabelul 3.1

Limitele supratemperaturilor mașinilor electrice rotative cu răcire indirectă cu aer
(Extras din STAS 1893/1-87)

Nr. crt.	Partea de mașină	Clasa termică de izolație															
		A			E			B			F			H			
		Metoda			Metoda			Metoda			Metoda			Metoda			
		Termo- metru K	Rezi- stență K	TIT** K	Termo- metru K	Rezi- stență K	TIT K	Termo- metru K	Rezi- stență K	TIT K	Termo- metru K	Rezi- stență K	TIT K	Termo- metru K	Rezi- stență K	TIT K	
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	
1	a) Înfășurări de c.a. ale mașinilor cu putere mai mare sau egală cu 5 000 kW (kVA) b) Înfășurări de c.a. ale mașinilor cu putere mai mare de 200 kW (kVA) dar mai mică de 5 000 kW (kVA) c) Înfășurări de c.a. ale mașinilor de putere mai mică sau egală cu 200 kW (kVA) altele decît cele de la nr. crt. 1d sau 1e ²⁾ d) Înfășurări de c.a. ale mașinilor cu puteri mai mici de 600 W (VA) ²⁾ e) Înfășurări de c.a. ale mașinilor răcite în mod natural fără ventilator (IC40) și/sau înfășurări înglobate ²⁾	—	60	65 ¹⁾	—	—	—	—	—	80	85 ¹⁾	—	100	105 ¹⁾	—	125	130 ¹⁾
2	Înfășurări ale indusului legate la colectoare	—	65	—	—	75	—	—	—	85	—	—	110	—	—	130	—
3	Înfășurări de excitație de c.c. ale mașinilor de c.a. și c.c. altele decît cele de la nr. crt. 4	50	60	—	65	75	—	70	80	—	85	105	—	105	125	—	—

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
4	a) Înfășurări de excitație de c.c. ale mașinilor sincrone cu poli înecați, la care înfășurarea este plasată în creștături, cu excepția motoarelor asincrone sincronizate.	—	—	—	—	—	—	—	90	—	—	110	—	—	135	—
	b) Înfășurări fixe de excitație în mai multe straturi ale mașinilor de c.c.	50	60	—	65	75	—	70	80	90	85	105	110	105	125	135
	c) Înfășurări de excitație cu rezistență mică, într-un strat ale mașinilor de c.a. și c.c. și înfășurări de compensare în mai multe straturi ale mașinilor de c.c.	60	60	—	75	75	—	80	80	—	100	100	—	125	125	—
	d) Înfășurări într-un singur strat ale mașinilor de c.a. și c.c. cu suprafețe expuse, neacoperite sau din metal vopsit și înfășurări de compensare într-un strat ale mașinilor de c.c. ⁹⁾	65	65	—	80	80	—	90	90	—	110	110	—	135	135	—
5	Înfășurări izolate scurtcircuitate permanent ⁴⁾	60	—	—	75	—	—	80	—	—	100	—	—	125	—	—
6	Înfășurări neizolate scurtcircuitate permanent	În nici un caz supra temperaturile acestor părți nu trebuie să atingă asemenea valori încât să existe riscul de deteriorare a materialelor învecinate izolante sau neizolante, sau a lor însele.														
7	Miezuri magnetice și alte părți care nu sînt în contact cu înfășurările															

8	Miezuri magnetice și alte părți în contact cu înfășurările	60	—	—	75	—	—	80	—	—	100	—	—	125	—	—
9	Colectoare și inele, deschise sau închise ⁵⁾	60	—	—	70	—	—	80	—	—	90 ⁶⁾	—	—	100 ⁶⁾	—	—

¹⁾ Poate fi efectuată o corecție în cazul înfășurărilor de c.a. de înaltă tensiune (a se vedea pct. 16.2 din STAS 1893/1-87).

²⁾ La aplicarea metodei de încercare prin superpoziție la înfășurările mașinilor cu putere mai mică sau egală cu 200 kW (kVA) cu clasele termice de izolație A, E, B și F, limitele supra temperaturilor prevăzute pentru metoda variației rezistenței pot fi depășite cu 5 K.

³⁾ Include și înfășurările în mai multe straturi, cu condiția ca straturile inferioare să fie fiecare în contact cu fluidul de răcire primar în circulație.

⁴⁾ În locul termometrelor se pot utiliza benzi termodectoare.

⁵⁾ Supra temperaturile de la nr. crt. 9 sînt admisibile cu condiția să se utilizeze o izolație a colectorului sau inelului corespunzătoare supra temperaturii, cu excepția cazului în care colectorul sau inelul colector se află în apropierea înfășurărilor, în care caz încălzirea nu trebuie să depășească valoarea specificată pentru clasa termică de izolație a înfășurării. Valorile indicate ale supra temperaturii nu se aplică decât măsurărilor efectuate cu ajutorul termometrului cu rezervor. În cazul cînd se utilizează termocupluri sau termometre cu rezistență limitele supra temperaturii trebuie să facă obiectul unui acord între producător și beneficiar. În cazul mașinilor cu putere mai mică de 600 W (VA) limitele supra temperaturii pot fi depășite cu 5 K pentru clasele termice de izolație A, E și B și cu 10 K pentru clasele F și H.

⁶⁾ Poate fi necesar să se ia măsuri de precauție deosebite la alegerea calității perilor, în cazul supra temperaturilor egale cu sau depășind 90 K.

** TIT — traductor interior de temperatură.

mare, pentru mașinile electrice rotative, cu răcire indirectă cu aer (cazul cel mai frecvent întâlnit), funcționînd la putere nominală și în condiții normale, iar în tabelele 3.2 și 3.3 sînt indicate supra temperaturile admise pentru transformatoarele în ulei, și respectiv pentru cele uscate, conform STAS 1703/2-80.

Dacă mașina rotativă este destinată să funcționeze la altitudini de peste 1 000 m, puterea mașinii trebuie modificată (corectată) deoarece aerul este rarefiat și condițiile de ventilație se înrăutățesc. Această corecție nu mai este necesară în cazul cînd se modifică temperatura aerului de răcire. În tabelul 3.4 se dau valorile altitudinilor și ale temperaturii aerului de răcire pentru care nu mai este necesară corecția de putere (deci de încălzire); alți altitudinea cît și temperatura aerului de răcire, trebuie însă marcate pe plăcuța indicatoare a mașinii.

Pentru încălzirea transformatoarelor la temperaturi scăzute, ale mediului ambiant, precum și influența factorilor externi, se vor vedea paragrafele 17.6 și 17.7.

Următoarea încercare, în ordinea importanței, ce trebuie făcută unei mașini, este verificarea rigidității dielectrice a ansamblului sau părților care funcționează sub tensiune (înfășurări, colectoare, inele colectoare). Această încercare se face cu mașina în stare caldă (de regulă, după proba la încălzire). La încercările de serie, se execută la mașina în stare rece. Tensiunea de încercare depinde în principal de tensiunea nominală a părții respective și este dată pentru mașinile rotative (după STAS 1893/1-87) în tabelul 3.5 și pentru

Tabelul 3.2

**Limitele de încălzire (supratemperaturi)
pentru transformatoarele în ulei**
(Extras din STAS 1703/2-80)

Partea transformatorului în ulei	Metoda de măsurare a încălzirii	Limita maximă de încălzire
Înfășurări având clasa de temperatură a izolației A	Metoda variației rezistenței	65°C, pentru circulația agentului de răcire naturală sau forțată nedirijată; 70°C, pentru circulația agentului de răcire forțată și dirijată
Uleiul în partea superioară	Cu termometrul	60°C, pentru transformatoare dotate cu conservator sau etanșe la aer; 55°C, pentru transformatoare care nu sunt dotate cu conservator sau nu sunt etanșe la aer
Circuite magnetice, părțile metalice și alte materiale adiacente	Cu termometre, termocupluri etc.	Temperatura trebuie să nu atingă în nici un caz o valoare susceptibilă să dăuneze circuitului magnetic sau altor părți sau materiale adiacente

Tabelul 3.3

**Limitele de încălzire (supratemperaturi)
pentru transformatoarele uscate**
(Extras din STAS 1703/2-80)

Partea transformatorului uscat	Modul de răcire	Clasa de temperatură a izolației*	Metode de măsurare a încălzirii	Limita maximă, de încălzire [°C]
Înfășurări	Cu aer, naturală sau cu ventilație forțată	A E B F H	Metoda variației rezistenței	60 75 80 100 125 150**
Circuite magnetice și alte părți: a) în contact cu înfășurările b) nefiind în contact cu înfășurările	Toate		Cu termometre, termocupluri etc.	a) aceleași valori ca pentru înfășurări b) temperatura trebuie să nu atingă în nici un caz o valoare susceptibilă să dăuneze circuitului magnetic sau altor părți sau materiale adiacente

* Clasificarea pe clase de temperaturi conform STAS 6247-60.

** Pentru anumite materiale electroizolante, pe baza acordului între producător și beneficiar, se pot accepta încălziri mai mari de 150°C.

Tabelul 3.4

**Temperaturile maxime ale aerului de răcire la altitudini de peste 1000 m,
pentru care nu este necesară corecția supratemperaturilor admisibile
date în tabelul 3.1**

Altitudinea [m]	Temperatura, °C				
	Clasa termică de izolație				
	A	E	B	F	H
1 000	40	40	40	40	40
2 000	34	33	32	30	28
3 000	28	26	24	19	15
4 000	22	19	16	9	3

Tabelul 3.5

**Tensiuni de încercare a izolației înfășurărilor
mașinilor electrice rotative**
(Extras din STAS 1893/1-87)

Nr. crt.	Mașina sau partea mașinii	Tensiunea de încercare (valoare efectivă)
0	1	2
1	Înfășurări izolate ale mașinilor rotative cu puteri sub 1 kW (kVA) și ale mașinilor cu tensiunea nominală sub 100 V, cu excepția celor de la nr. crt. 4...8	500 V + $2U_N$
2	Înfășurări izolate ale mașinilor rotative cu puteri sub 10 000 kW (kVA) cu excepția celor de la nr. crt. 1 și de la nr. crt. 4...8 (a se vedea observația 2)	1 000 V + $2U_N$, dar nu mai puțin de 1 500 V (a se vedea observația 1)
3	Înfășurări izolate ale mașinilor rotative cu putere egală sau peste 10 000 kW (kVA), cu excepția celor de la nr. crt. 4...8 (a se vedea observația 2) Tensiunea nominală (a se vedea observația 1) — până la 24 000 V — peste 24 000 V	1 000 V + $2U_N$ Trebuie să facă obiectul unui acord între producător și beneficiar
4	Înfășurări de excitație independentă ale mașinilor de curent continuu	1000 V + de două ori tensiunea nominală maximă de excitație, dar min. 1500 V
5	Înfășurări de excitație ale generatoarelor sincrone, motoarelor sincrone și compensatoarelor sincrone. a) Tensiunea nominală de excitație — mai mică sau egală cu 500 V — peste 500 V b) Cînd mașina este destinată să pornească cu înfășurarea de excitație scurtcircuitată sau închisă pe o rezistență avînd valoarea mai mică de 10 ori decît rezistența înfășurării. c) Cînd mașina este destinată să pornească, fie cu înfășurarea de excitație închisă pe o rezistență cu valoare egală sau mai mare de 10 ori decît rezistența înfășurării, fie cu înfășurările de excitație în circuit deschis, cu sau fără divizor de cîmp.	De zece ori tensiunea nominală de excitație, dar min. 1 500 V 4 000 V + de două ori tensiunea nominală de excitație De zece ori tensiunea nominală de excitație, dar min. 1 500 V, și max. 3 500 V 1 000 V + de două ori valoarea maximă a tensiunii efective care se poate produce, în condițiile de pornire specificate, între bornele înfășurării de excitație sau, în cazul unei înfășurări de excitație secționată, între bornele fiecărei secțiuni, dar min. 1 500 V (a se vedea observația 3)

Tabelul 3.5 (continuare)

0	1	2
6	Înfășurări secundare (de obicei rotorice) ale motoarelor asincrone sau asincrone sincronizate nescurtcircuitate permanent (destinate, de exemplu, pornirii cu rostate) a) Pentru motoare nereversibile sau motoare reversibile care pornesc numai în stare de repaus. b) Pentru motoare care pot fi inversate sau frinate prin inversarea alimentării primare când motorul funcționează	1 000 V + de două ori tensiunea în circuit deschis în stare de repaus, măsurată între inele sau la bornele secundare când înfășurările primare li se aplică tensiunea nominală 1 000 V + de patru ori tensiunea secundară în circuit deschis în stare de repaus, definită ca la nr. crt. 6 a
7	Excitatoare (cu excepțiile de mai jos) Excepția 1 — excitatoare ale motoarelor sincrone (inclusiv motoarelor asincrone sincronizate) când sunt legate la pământ sau deconectate de la înfășurările de excitație în timpul pornirii Excepția 2 — înfășurări de excitație independentă ale excitatoarelor	Ca pentru înfășurările la care sunt conectate 1 000 V + de două ori tensiunea nominală a excitatoarei, dar min. 1 500 V A se vedea nr. crt. 4
8	Grupuri de mașini și aparate asamblate	Trebuie să se evite, dacă este posibil, repetarea încercărilor de la nr. crt. 1...7, dar dacă încercarea se face pe un grup de mai multe aparate noi instalate și conectate împreună, dintre care fiecare a suferit deja o încercare la tensiune, tensiunea de încercare nu trebuie să depășească 80% din tensiunea cea mai scăzută aplicabilă unuia din aceste aparate (a se vedea observația 4)

Observații :

1. În cazul înfășurărilor bifazate care au o bornă comună, tensiunea din relația indicată are valoarea efectivă cea mai mare care apare între două borne oarecare în timpul funcționării.

2. Încercarea la tensiune a mașinilor cu izolație gradată face obiectul unui acord între producător și beneficiar.

3. Tensiunea care se stabilește între bornele înfășurărilor de excitație sau ale secțiunilor lor, în condițiile de pornire specificate, poate fi măsurată la o tensiune de alimentare redusă adecvată; tensiunea astfel măsurată trebuie majorată cu raportul între tensiunea de pornire specificată și tensiunea de alimentare pentru încercare.

4. Pentru înfășurările unei sau mai multor mașini care sunt legate electric împreună, tensiunea care trebuie luată în considerare este tensiunea maximă care se stabilește în raport cu pământul.

5. Pentru mașinile cu conexiunea realizată în interior, încercarea se execută numai față de masa mașinii.

transformatoare (după STAS 1703/3-80) în tabelul 3.6. Tensiunea de încercare este menținută timp de un minut. Izolația între spirele înfășurărilor mașinilor electrice trebuie să reziste timp de 5 minute la tensiunea de încercare $1,3 U_N$ (STAS 1893/1-87 — anexa A). Mașina trebuie să fie curățată, uscată și complet montată. În aceeași anexă se menționează că rezistența de izolație r_{iz} a înfășurărilor (față de masă și între înfășurări), trebuie să aibă cel puțin valoarea dată de relația :

$$r_{iz} = \frac{U_N}{1000 + \frac{P_N}{100}} \quad [\text{M}\Omega]. \quad (3.1)$$

Tabelul 3.6

Valorile tensiunilor de încercare pentru transformatoarele de putere
(Extras din STAS 1703/3-80)

Domeniul de tensiune	Tensiunea cea mai ridicată a înfășurării U_m (valoare eficace) [kV]	Tensiunea nominală de ținare la impuls de tensiune de trăsnet (ITT), undă plină sau lăiată (valoare de vîrf) [kV]	Tensiunea nominală de ținare la impuls de tensiune de comutație (ITC), undă plină (valoare de vîrf) [kV]	Tensiunea nominală de ținare pentru încercarea de scurtă durată cu tensiune aplicată (TA) și tensiune indusă (TI) la frecvența industrială (valoare eficace) [kV]
A	3,6	40	—	16
	7,2	60	—	22
	12,0	75	—	28
	17,5	95	—	38
	24,0	125	—	50
	30,0	150	—	60
	42,0	195	—	80
B	72,5	325	—	140
	123	450	—	185
	215	850	—	360*
C	420	1 425	1 050	630

* Pentru izolatoarele de trecere încercate, separat, tensiunea de încercare este de 395 kV.

(dar nu mai mică de 0,5 M Ω), unde :

U_N este tensiunea nominală a înfășurării, în volți ;

P_N — puterea nominală a mașinii, în kW sau kVA.

Între valorile calculate și cele măsurate ale unor mărimi pot să existe anumite diferențe, care sînt admise cu condiția ca ele să se încadreze între anumite limite, obținute cu toleranțele indicate în tabelul 3.7 (din STAS 1893/1-87) pentru mașinile rotative și în tabelul 3.8 (din STAS 1703/1-80) pentru transformatoare.

Tabelul 3.7

Nomenclatura mărimilor cuprinse în caracteristicile nominale
ale mașinilor electrice rotative și abateri admise
(Extras din STAS 1893/1-87)

Nr. crt.	Mărimea	Abateri admise
0	1	2
1	Randament a) Determinat prin însumarea pierderilor — mașini cu putere inferioară sau egală cu 50 kW — mașini cu putere mai mare de 50 kW b) Determinat ca raport între puterea utilă și puterea absorbită	— 15% din $(1 - \eta)$ — 10% din $(1 - \eta)$ — 15% din $(1 - \eta)$
2	Pierderi totale (aplicabile la mașini de putere mai mare de 50 kW)	+ 10% din valoarea pierderilor totale

Tabelul 3.7 (continuare)

0	1	2
3	Factor de putere pentru mașinile asincrone	$-1/\delta$ din $(1 - \cos \varphi)$ dar min. 0,02 și max. 0,07
4	Turații a) Turația motoarelor de curent continuu cu excitație derivație sau independentă (în plină sarcină și la temperatura de funcționare) pentru $\frac{1000 P_N}{n_N} < 0,67$ $n_N \geq 0,67$ până la 2,5 $\geq 2,5$ până la 10 ≥ 10 b) Turația motoarelor de curent continuu cu excitație serie (în plină sarcină și la temperatura de funcționare) pentru $\frac{1000 P_N}{n_N} < 0,67$ $n_N \geq 0,67$ până la 2,5 $\geq 2,5$ până la 10 ≥ 10 c) Turația motoarelor de curent continuu cu excitație mixtă (în plină sarcină și la temperatura de funcționare) d) Turația motoarelor de curent alternativ cu caracteristică derivație (în plină sarcină și la temperatura de funcționare)	$\pm 15\%$ $\pm 10\%$ $\pm 7,5\%$ $\pm 5\%$ $\pm 20\%$ $\pm 15\%$ $\pm 10\%$ $\pm 7,5\%$ Aceleași toleranțe ca la nr. crt. 4 b), dacă nu se stabilește altfel între producător și beneficiar Pentru turația cea mai mare - 3% din turația sincronă Pentru turația cea mai mică + 3% din turația sincronă
5	Alunecarea motoarelor asincrone (în plină sarcină și la temperatura de funcționare) - mașini cu putere egală sau mai mare de 1 kW (kVA) - mașini cu puterea sub 1 kW (kVA)	$\pm 20\%$ din alunecarea garantată $\pm 30\%$ din alunecarea garantată
6	Variația de tensiune a generatoarelor de curent continuu cu excitație derivație sau independentă, în orice punct al caracteristicii	$\pm 20\%$ din variația de tensiune garantată în acel punct
7	Variația de tensiune a generatoarelor cu excitație mixtă (la factorul de putere nominal în cazul curentului alternativ)	$\pm 20\%$ din variația de tensiune garantată dar min. $\pm 3\%$ din tensiunea nominală (această toleranță se aplică la abaterea maximă, la o sarcină oarecare, între tensiunea măsurată la această sarcină și o dreaptă trasată prin punctele tensiunii garantate la funcționarea în gol și în sarcină)
8	Curentul inițial de pornire al motoarelor asincrone cu rotor în scurtcircuit prevăzute cu un dispozitiv de pornire	$\pm 20\%$ din curentul garantat (fără limită inferioară)
9	Valoarea de vrf a curentului de scurtcircuit al unui generator sincron în condiții specificate	$\pm 30\%$ din valoarea garantată
10	Curentul de scurtcircuit permanent al unui generator sincron pentru o excitație specificată	$\pm 15\%$ din valoarea garantată

Tabelul 3.7 (continuare)

0	1	2
11	Variația de turație a motoarelor de curent continuu cu excitație derivație sau mixtă (între funcționarea în gol și în plină sarcină)	$\pm 20\%$ din variația garantată, dar min. $\pm 2\%$ din turația nominală
12	a) Cuplul inițial de pornire al motoarelor asincrone b) Cuplul minim în perioada de pornire al motoarelor asincrone	- 15% + 25% din cuplul garantat (+25% trebuie respectat numai la solicitarea beneficiarului) - 15% din cuplul garantat
13	Cuplul maxim al motoarelor asincrone	- 10% din cuplul garantat cu rezerva ca, după aplicarea acestei toleranțe, cuplul să rămână egal sau superior valorii de 1,6 sau 1,5 ori cuplul nominal (a se vedea și pct. 19 din STAS 1893/1-87).
14	Momentul de inerție	$\pm 10\%$ din valoarea garantată
15	Cuplul inițial de pornire al motoarelor sincrone	- 15% + 25% din valoarea garantată (+25% trebuie respectat numai la solicitarea beneficiarului)
16	Cuplul maxim al motoarelor sincrone	- 10% din valoarea garantată cu rezerva ca, după aplicarea acestei toleranțe, cuplul să rămână egal sau superior valorii de 1,35 sau 1,5 ori cuplul nominal (a se vedea și pct. 19 din STAS 1893/1-87).
17	Curentul inițial de pornire al motoarelor sincrone	$\pm 20\%$ din valoarea garantată.

*) P_N este puterea nominală, în kilowați, iar n_N turația nominală, în rotații pe minut

Tabelul 3.8

Abateri limită la valorile garantate ale mărimilor transformatoarelor
(Extras din STAS 1703/1-80)

Mărimi	Abateri limită
0	1
1. a) Pierderi totale b) Pierderi parțiale (vezi observația 1).	+10% din pierderile totale +15% din fiecare din pierderile parțiale, cu condiția ca să nu depășească pierderile totale.
2. Raportul de transformare în gol pentru priza principală (raportul de transformare nominal) (vezi observația 3)	Cea mai mică dintre următoarele valori: a) $\pm 0,5\%$ din raportul de transformare garantat b) $\pm 1/10$ din tensiunea de scurtcircuit reală la curentul nominal, exprimată în procente (vezi observația 2).

Tabelul 3.8 (continuare)

0	1
3. Tensiunea de scurtcircuit la curentul nominal (pentru priza principală) a) dacă priza principală este priza mediană sau una din cele două prize mediane în cazul: — unui transformator cu două înfășurări — unui transformator cu mai mult de două înfășurări b) în celelalte cazuri	$\pm 10\%$ din tensiunea de scurtcircuit garantată pentru această priză $\pm 10\%$ din tensiunea de scurtcircuit garantată pentru o pereche specificată de înfășurări $\pm 15\%$ din tensiunea de scurtcircuit garantată pentru o a doua pereche specificată de înfășurări. Pentru celelalte perechi de înfășurări, abaterile trebuie să fie stabilite în documentele tehnice normative corespunzătoare. Vezi STAS 1703/4-80
4. Impedanța de scurtcircuit pentru o priză oarecare	Superioară sau egală cu valoarea indicată la pct. 3 a (vezi și STAS 1703/4-80)
5. Curentul de funcționare în gol	+ 30% din curentul de funcționare în gol garantat
6. Nivelul de zgomot	+ 3 dB

Observații

1. În cazul transformatoarelor cu mai mult de două înfășurări, abaterile limită la pierderi se referă la fiecare pereche de înfășurări, dacă nu se indică altfel prin documentele tehnice normative corespunzătoare.

2. Varianta *b* pentru raportul de transformare nu se aplică în cazul autotransformatoarelor și al transformatoarelor survoltoare-devoltoare pentru care, datorită valorii mici a impedanței, abaterea limită este foarte mică.

3. Abaterile la raportul de transformare pentru alte prize decât cea principală trebuie să fie precizate în documentele tehnice normative corespunzătoare.

O încercare deosebită la care sînt supuse mașinile sincrone peste 300 kW (kVA), destinate racordării la rețele care funcționează la frecvențe nominale între $16 \frac{2}{3}$ Hz și 100 Hz inclusiv, este *factorul armonic telefonic (FAT)* al tensiunii la bornele fazelor, care, în scopul reducerii la minimum a interferențelor între liniile de transport și circuitele adiacente, nu trebuie să depășească valorile indicate în tabelul 3.9.

Limitele valorilor pentru factorul armonic telefonic — FAT
(Extras din STAS 1893/1-87)

Puerea nominală a mașinii	FAT
$300 \text{ kW(kVA)} < P_N \leq 1000 \text{ kW(kVA)}$	5%
$1000 \text{ kW(kVA)} < P_N \leq 5000 \text{ kW(kVA)}$	3%
$5000 \text{ kW(kVA)} < P_N$	1,5%

Cunoscînd aceste toleranțe, proiectantul poate să se decidă mai ușor atît asupra alegerii formulelor de calcul ale mărimilor respective cît și asupra limitelor în care trebuie alese acestea, în funcție de precizia fiecăreia dintre ele.

Partea a doua

CONSTRUCȚIA ȘI CALCULUL MAȘINILOR ELECTRICE

Capitolul 4. DIMENSIUNILE ȘI SOLICITĂRILE ELECTROMAGNETICE ALE MAȘINILOR ELECTRICE

4.1. DIMENSIUNILE GEOMETRICE PRINCIPALE ȘI IDEALE ALE MAȘINILOR ELECTRICE

Proiectarea unei mașini electrice are drept scop stabilirea tuturor dimensiunilor geometrice ale mașinii, pe baza cărora se trece apoi la execuția în fabricație a acestora.

4.1.1. DIMENSIUNILE GEOMETRICE PRINCIPALE ALE MAȘINILOR ELECTRICE

Dimensiunile geometrice mai importante ale mașinilor electrice sînt:
a) pentru mașinile electrice rotative (v. fig. 10.27 și fig. 13.5):

- D — diametrul interior al miezului feromagnetic stator, pentru mașinile de curent alternativ (c.a.) și/sau diametrul exterior al miezului feromagnetic rotor pentru mașinile de curent continuu (c.c.) și mașinile sincrone în construcție inversă (cu indusul rotor);
- D_e — diametrul exterior al miezului feromagnetic stator;
- D_{tr} — diametrul interior al miezului feromagnetic rotor;
- δ — întrefierul mașinii (lățimea întrefierului), adică distanța (radială) dintre miezul feromagnetic stator și rotor;
- $Z_{1,2}$ — numărul de creștături ale statorului (1), respectiv rotorului (2);
- h_e, b_e — înălțimea (h_e), respectiv lățimea (b_e), creștăturilor stator și rotor;
- l_θ — lungimea geometrică a miezului feromagnetic;
- l_1 — lungimea unui pachet de tole al miezului feromagnetic;
- n_v, b_v — numărul (n_v), respectiv lățimea (b_v) a canalelor radiale de ventilație, în cazul miezurilor feromagnetice divizate;

b_m, h_m — lățimea (b_m), respectiv înălțimea (h_m) corpului polului principal al inductorului (la mașinile cu poli aparenti);
 b_p, h_p — lățimea (b_p), respectiv înălțimea (h_p) piesei polare a polului principal;

b) pentru transformatoare (v. fig. 16.2):

D_c — diametrul cercului în care este înscrisă secțiunea miezului feromagnetic al coloanei (pentru miezul în trepte);
 b, l_p — lățimea (b), respectiv lungimea (l_p) miezului coloanei, pentru miezul dreptunghiular;

M — distanța dintre axele coloanelor;

L_c — înălțimea coloanei sau a ferestrei în care se assemblează înfășurările.

Dintre aceste dimensiuni geometrice, principalul rol îl au diametrul D și lungimea geometrică l_g , deoarece ele pot caracteriza sub aspect economic mașina prin expresia $D^2 l_g$ (pentru mașinile rotative), respectiv $D_c^2 L_c$ (pentru transformatoare), expresie care dă indicații asupra volumului materialelor active utilizate și care reprezintă un criteriu important în dimensionarea optimă a mașinii.

4.1.2. DIMENSIUNILE IDEALE ALE MAȘINILOR ELECTRICE

Avînd în vedere forma constructivă, relativ complicată a mașinilor electrice (pachete de tole cu canale radiale, creștături de diferite forme etc.) relațiile corespunzătoare legilor de bază ale electrotehnicii nu pot fi aplicate direct pe configurația geometrică amintită, din cauza neuniformității cîmpului magnetic atît pe lungimea cît și pe circumferința rotorului.

De aceea, a fost necesară utilizarea anumitor *dimensiuni ideale* sau de *calcul*, corespunzătoare unei mașini echivalente din punct de vedere al sollicitărilor și fenomenelor ce au loc cu mașina reală, dar pe deschiderea cărora, cîmpul magnetic să fie uniform, făcînd posibilă astfel aplicarea legilor de bază cunoscute și la mașinile electrice.

Dimensiunile ideale diferă în general de cele geometrice, însă expresiile lor de calcul sînt funcții de dimensiunile geometrice.

Aceste dimensiuni ideale sînt:

a) **Diametrul mașinii D** este definit la dimensiunile geometrice (diametrul interior al miezului feromagnetic stator pentru mașinile de c.c. și diametrul exterior al miezului feromagnetic rotor pentru mașinile de c.c. și sincrone în construcție inversă, adică avînd inductorul pe stator). Pentru transformator D este chiar D_c .

Pasul polar al mașinii este, prin definiție, lungimea arcului de cerc de diametrul D , corespunzător unui pol și care are expresia

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} \quad [\text{m}]. \quad (4.1)$$

unde $2p$ este numărul de poli ai mașinii.

b) **Lungimea ideală a mașinii l_i** este lungimea axială a miezului feromagnetic al unei mașini echivalente cu mașina reală (care are același flux magnetic util pe pol), dar pe deschiderea căreia inducția magnetică în întrefier este constantă și egală cu valoarea maximă (amplitudinea), adică cu valoarea din axa polului și din dreptul pachetului de tole al mașinii reale.

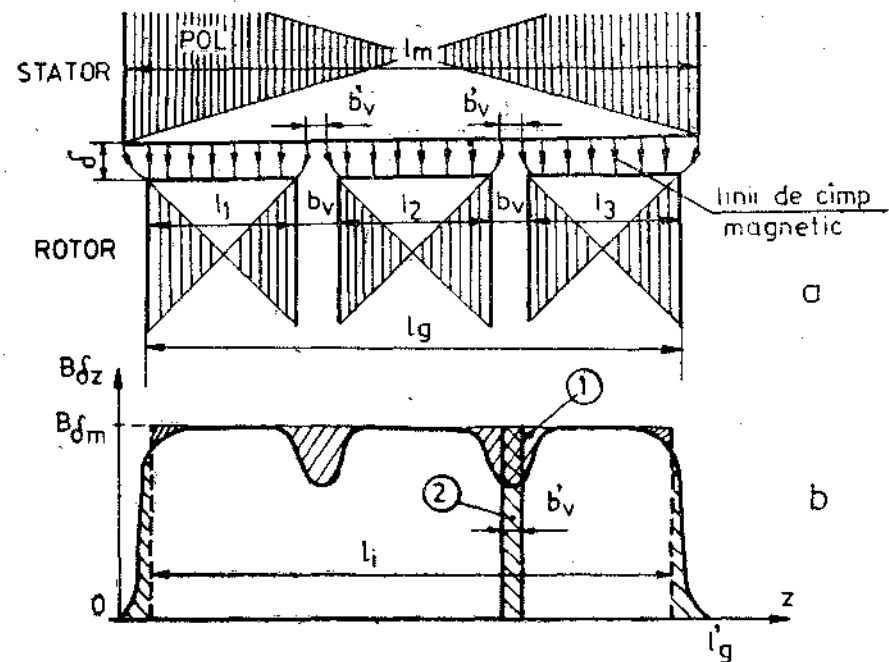


Fig. 4.1. Construcția divizată (cu canale radiale de ventilație) a miezului feromagnetic al unei mașini de c.c. (este divizat numai miezul rotorului):

a — secțiune longitudinală și configurația liniilor de cîmp magnetic; b — curba inducției magnetice în întrefier în lungul axei mașinii și semnificația lungimii ideale l_i .

În figura 4.1, a este reprezentată configurația liniilor de cîmp magnetic din întrefierul unei mașini de c.c., iar în figura 4.1, b, repartitia spațială în lungul axei z (a mașinii) a inducției magnetice în întrefier, $B_{\delta z}$; figura 4.2 corespunde cazului cînd ambele miezuri (stator și rotor) au canale radiale de răcire (mașina asincronă).

Lungimea ideală se determină din condiția ca aria dreptunghiului $l_i B_{\delta m}$ să fie egală cu aria cuprinsă între curba reală $B_{\delta z}$ și axa abscisei, adică:

$$l_i B_{\delta m} \int_0^{l_g} B_{\delta z} dz, \quad (4.2)$$

de unde rezultă:

$$l_i = \frac{1}{B_{\delta m}} \int_0^{l_g} B_{\delta z} dz. \quad (4.2, a)$$

Se observă că la miezul feromagnetic cu canale radiale de ventilație $l_i < l_g$, adică

$$l_i = l_g - n_v b_v', \quad (4.3)$$

cu:

$$l_g = l_{\text{real}} + n_v b_v, \quad (4.3, a)$$

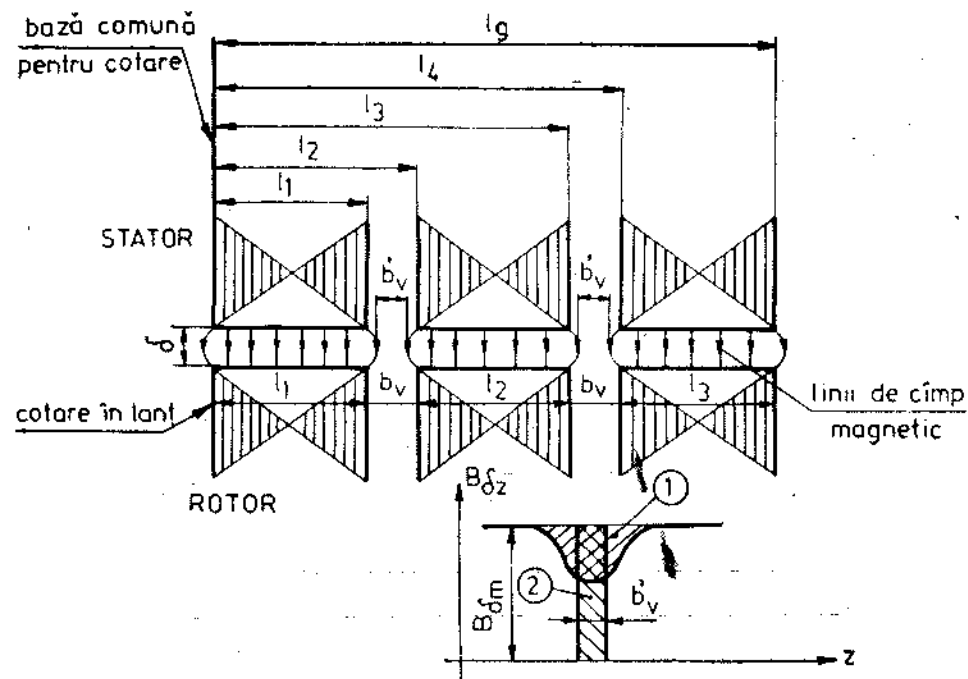


Fig. 4.2. Construcția divizată (secțiune transversală) a miezului feromagnetic al unei mașini asincrone (ambele miezuri-stator și rotor — sînt prevăzute cu canale radiale de ventilație).

unde :

- l_{Fe} este lungimea tuturor pachetelor de tole ale miezului;
- n_v — numărul canalelor radiale de ventilație;
- b_v — cantitatea cu care trebuie micșorată lungimea mașinii pentru un canal (fig. 4.1 și fig. 4.2), astfel încît suprafața dreptunghiului ② să fie egală cu aria ① determinată de scăderea amplitudinii inducției magnetice în întrefier B_δ , cauzată de existența canalului radial de ventilație.

Valorile lui b'_v , în funcție de b_v și δ se determină astfel [27] :

— pentru mașinile care au canale radiale de ventilație pe o singură armătură (rotor sau stator) ca de exemplu mașinile de curent continuu și mașinile sincrone cu poli aparenti și cu rotor în variantă combinată :

$$b'_v \approx 0,5 b_v; \quad (4.4)$$

— pentru mașinile care au canale radiale de ventilație pe ambele armături (rotor și stator), ca de exemplu mașinile asincrone și mașinile sincrone cu poli înecați, b'_v depinde de mărimea întrefierului și a canalului de ventilație și anume :

— dacă $\delta < 1$ mm, se poate lua :

$$b'_v \approx b_v, \quad (4.4, a)$$

ceea ce înseamnă că lungimea ideală l_i este aproximativ egală cu lungimea totală a pachetelor de fier l_{Fe} , adică :

$$l_i \approx l_{Fe}; \quad (4.5)$$

— dacă $\delta \geq 1$ mm, b'_v se ia din figura 4.3 sau se poate calcula cu relația :

$$b'_v = b_v \frac{b_v}{b_v + 5\delta}, \quad (4.4, b)$$

relație care este mult mai aproximativă decît valorile lui b'_v luate din figura 4.3 ;

— pentru mașinile care nu au canale radiale de ventilație, adică au miez feromagnetic compact,

$$l_i \approx l_{Fe} = l_g. \quad (4.5, a)$$

c) **Lungimea ideală a arcului polar** b_i este lungimea arcului polar al unei mașini echivalente cu mașina reală (care are același flux magnetic util pe pol), dar pe deschiderea căreia inducția magnetică în întrefier este constantă și egală cu valoarea maximă $B_{\delta m}$ (din axa polului), adică aceeași valoare ca și la lungimea ideală.

În figurile 4.4 și 4.5 sînt reprezentate spectrele cîmpului magnetic util pe pol (în întrefier) și curbele de repartiție spațială pe deschiderea unui pas polar τ a inducției magnetice în întrefier $B_{\delta x}$ pentru cele două cazuri întîlnite frecvent în practică ; întrefierul δ constant (fig. 4.4) pentru care curba repartiției spațiale a inducției magnetice în întrefier este aproximativ un *trapez* și întrefierul δ variabil (fig. 4.5) pentru care curba repartiției spațiale a inducției magnetice în întrefier este aproximativ o *sinusoidă*.

Lungimea ideală a arcului polar se determină similar ca și lungimea ideală, din condiția ca aria dreptunghiului $b_i B_{\delta m}$, să fie egală cu aria cuprinsă între curba reală $B_{\delta x}$ și axa abscisei, adică :

$$b_i B_{\delta m} = \int_0^\tau B_{\delta x} dx, \quad (4.6)$$

de unde rezultă :

$$b_i = \frac{1}{B_{\delta m}} \int_0^\tau B_{\delta x} dx. \quad (4.6, a)$$

Din figurile 4.4, b și 4.5, b, se observă că b_i depinde atît de deschiderea (lățimea) reală a piesei polare b_p , cît și de modul de variație a întrefierului pe această deschidere.

Astfel pentru mașinile de c.c. cu $\delta = \text{constant}$:

$$b_i \approx b_p + 2\delta, \quad (4.7)$$

ceea ce înseamnă că umflările liniilor de câmp magnetic la cele două margini ale piesei polare acoperă o zonă în plus (peste b_p) corespunzătoare unui sfert de cerc cu raza cît întrefierul δ .

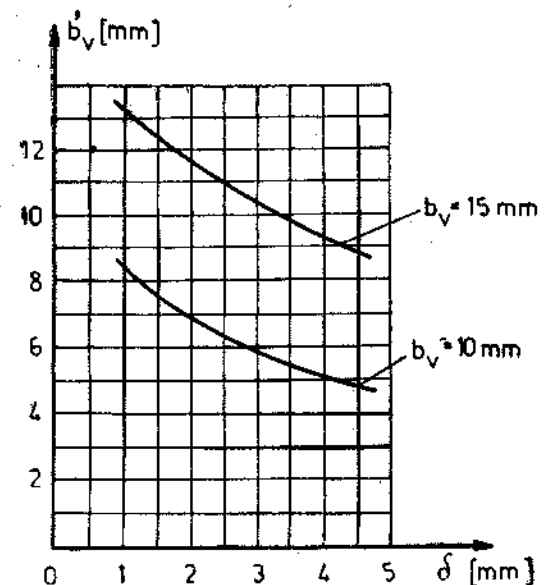


Fig. 4.3. Valorile lui b'_v , în funcție de δ și de b_v .

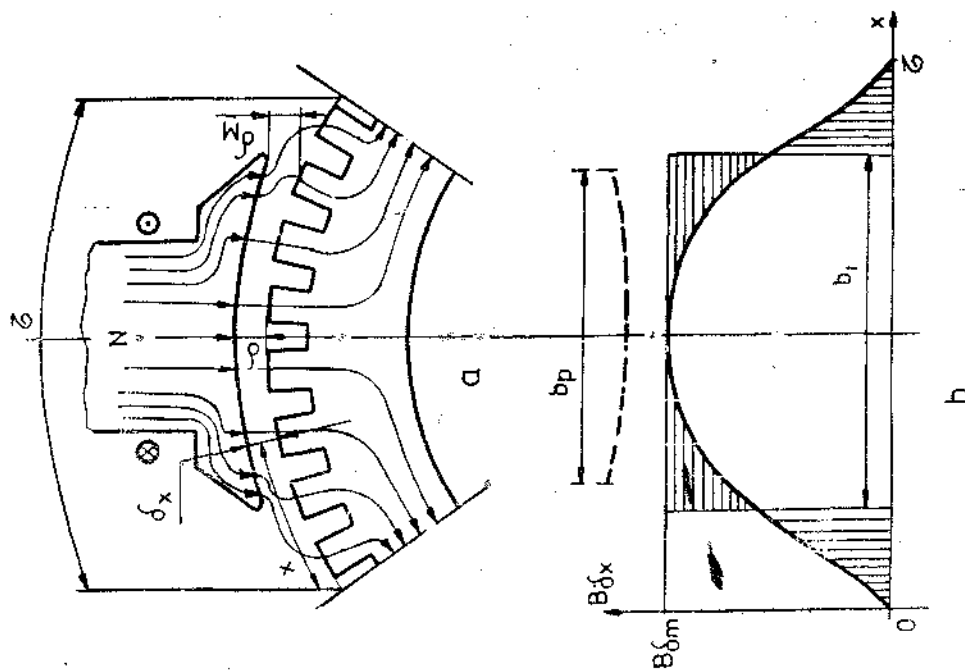


Fig. 4.5. Repartitia spațială (sinusoidală), pe deschiderea pasului polar τ , a inducției magnetice în întrefier în cazul cînd $\delta \neq \text{constant}$ și lungimea ideală a arcului polar (s-au neglijat armonicile dentare).

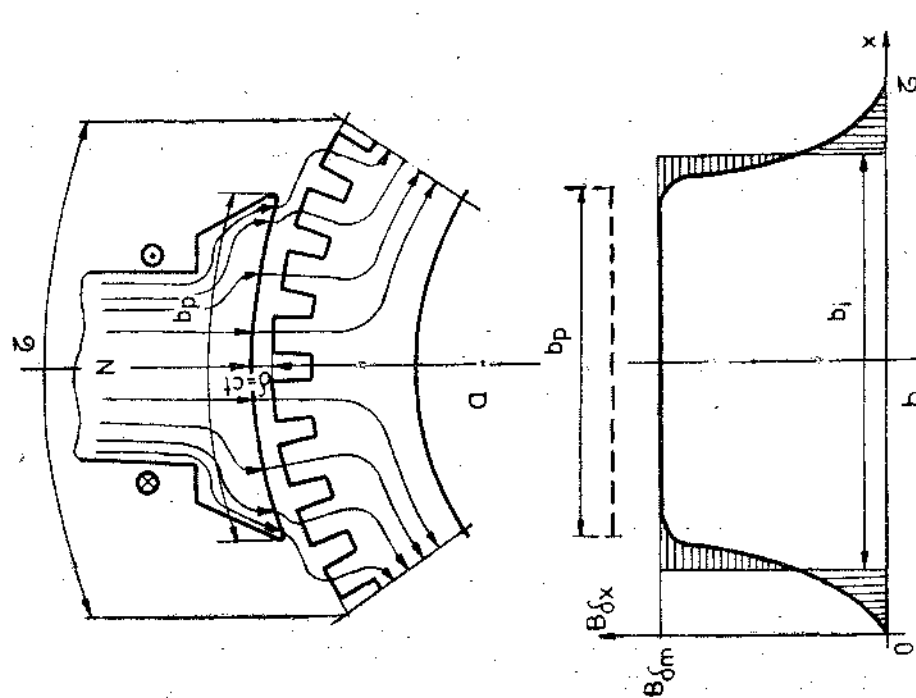


Fig. 4.4. Repartitia spațială, pe deschiderea pasului polar τ , a inducției magnetice în întrefier în cazul cînd $\delta = \text{constant}$ și lungimea ideală a arcului polar (s-au neglijat armonicile dentare).

Pentru mașinile cu poli aparenti, care au o repartiție sinusoidală a inducției magnetice în întrefier de forma (v. fig. 4.5, b)

$$B_{\delta x} = B_{\delta m} \sin \left(\frac{\pi}{\tau} x \right), \quad (4.8)$$

ceea ce înseamnă o lege de variație a întrefierului de forma (v. fig. 4.5, a):

$$\delta_x = \frac{\delta}{\sin \left(\frac{\pi}{\tau} x \right)}; \quad (4.8, b)$$

lungimea ideală a arcului polar rezultă cu relația (4.6, a):

$$b_i = \frac{1}{B_{\delta m}} \int_0^{\tau} B_{\delta m} \sin \left(\frac{\pi}{\tau} x \right) dx = \frac{1}{B_{\delta m}} B_{\delta m} \left[-\frac{\tau}{\pi} \cos \left(\frac{\pi}{\tau} x \right) \right]_0^{\tau} = \frac{2}{\pi} \tau. \quad (4.9)$$

În legătură cu lățimea reală a piesei polare b_p și cu lungimea ideală a arcului polar b_i se pot defini *factorul de acoperire reală* a pasului polar:

$$\alpha_p = \frac{b_p}{\tau} \quad (4.10)$$

și, similar, *factorul de acoperire ideală* a pasului polar:

$$\alpha_i = \frac{b_i}{\tau}. \quad (4.10, a)$$

În mod normal, factorul de acoperire reală a pasului polar α_p variază în limitele:

$$\alpha_p = 0,6 \div 0,75, \quad (4.10, b)$$

limitele mai uzuale fiind:

$$\alpha_p = 0,65 \div 0,7. \quad (4.10, c)$$

Deoarece b_i depinde de b_p și de forma întrefierului, rezultă că și α_i va trebui să depindă de α_p și modul de variație a întrefierului δ .

Astfel, pentru mașinile de c.c. cu $\delta = \text{constant}$:

$$\alpha_i = \frac{b_i}{\tau}, \quad (4.11)$$

unde b_i este dat de relația (4.7).

Pentru mașinile de c.c. cu întrefierul variabil, astfel încît pe circa 2/3 din b_p întrefierul $\delta = \text{constant}$ și egal cu valoarea din axa polului, iar la margini (pe circa 1/6 din b_p), întrefierul să crească pînă la $\delta_M/\delta = 1,5 \div 2$ (v. fig. 4.5, a).

$$\alpha_i \approx \alpha_p. \quad (4.11, a)$$

Pentru mașinile sincrone cu poli aparenti α_i este funcție de α_p , δ_M/δ , δ/τ și se ia din figura 13.2.

Pentru mașinile asincrone α_i depinde de gradul de saturație magnetică al dinților, definit de relația (10.18).

Pentru mașinile la care curba de repartiție a inducției magnetice în întrefier este sinusoidală, conform relației (4.9) rezultă :

$$\alpha_i = \frac{2}{\pi} \quad (4.11, b)$$

OBSERVAȚIE. Se știe de la studiul mărimilor sinusoidale că $2/\pi$ reprezintă tocmai raportul dintre valoarea medie și amplitudinea mărimii respective. Acest lucru este în concordanță și cu modul de definire al lui b_i , pe baza relației (4.6, a).

Rezultă astfel că fluxul magnetic util al unui pol, se poate determina cu relația :

$$\Phi = S_i B_{\delta m} = b_i l_i B_{\delta m} = \alpha_i \tau l_i B_{\delta m} \quad (4.12)$$

unde S_i este suprafața ideală a unui pol pe care, inducția magnetică în întrefier este constantă și egală cu valoarea maximă.

d) **Întrefierul echivalent δ'** este lărgimea întrefierului unei mașini echivalente având cele două armături (indusul și inductorul) netede și aceeași valoare maximă a inducției magnetice în întrefier $B_{\delta m}$ ca în mașina reală.

Influența creștăturilor asupra fluxului magnetic din întrefier este asemănătoare cu influența canalelor radiale de ventilație (v. fig. 4.1, b), adică în dreptul creștăturii apare o scădere a valorii inducției magnetice în întrefier similară ca în dreptul canalului radial de ventilație. Ca urmare și valoarea inducției magnetice din întrefier va scădea de la $B_{\delta m}$ la $B'_\delta = \frac{B_{\delta m}}{k_c}$,

unde $k_c > 1$, este factorul lui Carter prin care se ține seama de prezența creștăturilor.

Acest lucru este ilustrat în figura 4.6, care reprezintă curba reală a repartiției în spațiu a inducției magnetice din întrefier, pentru același caz ca în figura 4.4, însă cu considerarea influenței creștăturilor.

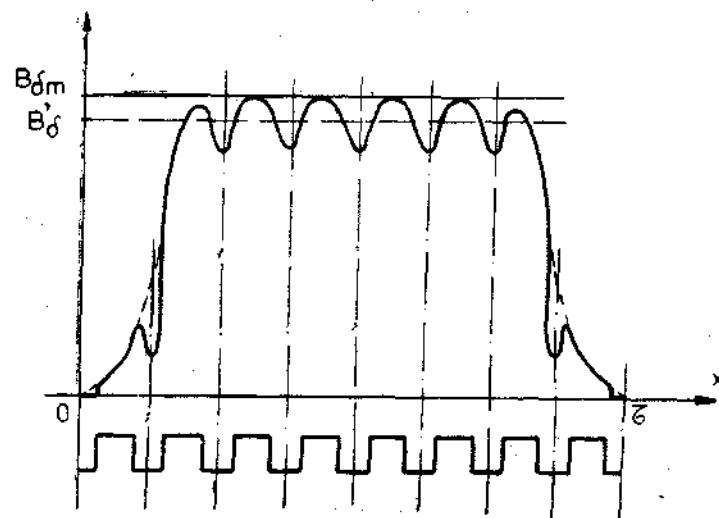


Fig. 4.6. Repartiția spațială, pe deschiderea pasului polar τ , a inducției magnetice în întrefier în cazul când $\delta = \text{constant}$, cu luarea în considerație a influenței creștăturilor.

Datorită prezenței creștăturilor, fluxul magnetic scade de la valoarea $b_i l_i B_{\delta m}$ la mașina ideală, la valoarea $b_i l_i \frac{B_{\delta m}}{k_c} = b_i l_i B'_\delta$, la mașina reală.

Pentru a menține fluxul magnetic constant, când dimensiunile b_i și l_i sînt date, urmăzăm să se majoreze inducția magnetică din întrefier din dreptul axei dintelui de k_c ori, adică de la valoarea B'_δ a mașinii reale, la valoarea $B_{\delta m} = k_c B'_\delta$ a mașinii echivalente; ca urmare, pentru mașina echivalentă (cu armăturile netede) trebuie să se considere o tensiune magnetică în întrefier majorată de k_c ori decît a mașinii reale, adică :

$$U_{\delta m} = k_c H_\delta \delta = H_\delta k_c \delta = H_\delta \delta', \quad (4.13)$$

unde $\delta' = k_c \delta$ este tocmai întrefierul echivalent.

După cum se vede, creșterea tensiunii magnetice în întrefier de k_c ori, necesară aducerii fluxului magnetic în întrefier la valoarea considerată pentru mașina ideală — fără creștături, se poate obține prin creșterea întrefierului de la valoarea δ a mașinii reale la valoarea $\delta' = k_c \delta$ a mașinii ideale.

Calculul lui k_c se face cu relațiile menționate la paragrafele în care se determină tensiunile magnetice în întrefier ale mașinilor rotative (v. de exemplu paragraful 7.6.2 A).

ATENȚIE! În continuare, inducția magnetică maximă în întrefier se va nota simplu cu B_δ , în loc de $B_{\delta m}$.

4.2. SOLICITĂRILE ELECTROMAGNETICE PRINCIPALE ALE MAȘINILOR ELECTRICE

După cum se știe, după natura lor, solicitările mașinilor electrice se împart în două mari categorii : *solicitări electrice* și *solicitări magnetice*.

4.2.1. SOLICITĂRILE ELECTRICE

Principalele solicitări electrice sînt : *pătura sau pinza de curent* notată cu A și *densitățile de curent* în conductoarele înfășurărilor notate cu J .

● **Pătura de curent A** , în A/m sau A/cm, reprezintă un fel de densitate liniară de curent pe circumferința indusului la mașinile rotative, respectiv pe înălțimea coloanei la transformatoare, adică :

$$A = \frac{\text{curentul total}}{\pi D} = \frac{Ni}{\pi D} \quad (4.14)$$

la mașinile rotative și respectiv :

$$A = \frac{\text{curentul total}}{L_c} = \frac{wi}{L_c} \quad (4.14, a)$$

la transformatoare, unde :

N este numărul total de conductoare de pe periferia indusului străbătute (toate) de același curent i ;

w — numărul total de spire al înfășurărilor de pe o coloană, străbătute (toate) de același curent i .

Dacă prin conductoare sau spire diferă curentul, atunci curentul total se determină ca $\sum N_i i_i$ și respectiv $\sum w_i i_i$.

Este evident că de valoarea păturii de curent depind în primul rând dimensiunile și caracteristicile mașinii și în al doilea rând încălzirea acesteia. O valoare mare a păturii de curent A , conduce la dimensiuni reduse ale mașinii însă la caracteristici uneori ușor înrăutățite și la o încălzire excesivă a acesteia. Din această cauză, valorile inițiale ale păturii de curent se adoptă, cel mai uzual, din grafice întocmite pe baza experienței de fabricație.

● **Densitățile de curent J** , în conductoarele înfășurărilor, în A/mm^2 , oglindesc gradul de solicitare a căilor de curent, de valoarea lor depinzând atât volumul materialelor conductoare, cât și încălzirea acestora.

Rezultă deci că stabilirea valorilor, densităților de curent se face în strînsă corelație cu valoarea păturii de curent. De altfel, trebuie menționat că încălzirea mașinii depinde direct de produsul AJ , ceea ce înseamnă că la o valoare mare atribuită lui A , se are în vedere, o reducere corespunzătoare a lui J și invers.

Valorile densităților de curent în fiecare înfășurare, se adoptă în limitele stabilite la fiecare tip de mașină, în funcție de clasa de izolație a înfășurării și de modul de răcire al acesteia.

4.2.2. SOLICITARILE MAGNETICE

Principalele solicitări magnetice sînt: *inducția magnetică în întrefier* (valoare maximă) și *inducțiile magnetice în diferitele porțiuni ale circuitului magnetic* (valori maxime).

● **Inducția magnetică în întrefier B_δ** (amplitudinea), în T, caracterizează gradul de solicitare magnetică a mașinii în întrefier. Pentru anumite dimensiuni date ale mașinii, o valoare mare pentru inducția magnetică în întrefier înseamnă un flux magnetic util (flux care trece din armătura inductoare în cea indusă) mare și corespunzător o putere mare a mașinii.

Rezultă deci că împreună cu pătura de curent A , inducția magnetică în întrefier influențează direct atât dimensiunile cât și caracteristicile mașinii; tendința modernă este de a crește valorile inducției magnetice în întrefier, evident în anumite limite impuse de performanțele tehnico-economice ale mașinii. Iată de ce, ca și pătura de curent, valoarea inducției magnetice în întrefier (valoare maximă) se adoptă inițial tot din grafice, întocmite pe baza experienței de fabricație, valorile ulterioare rezultate din calcule trebuie să fie apropiate de acestea.

● **Inducțiile magnetice B_{Fe}** , în T, în diferitele porțiuni ale miezului feromagnetic (valori maxime), întocmai ca și densitățile de curent, oglindesc gradul de solicitare al miezului feromagnetic, de valoarea lor depinzînd în primul rînd volumul miezului feromagnetic și în anumite cazuri (al fluxului magnetic variabil) și încălzirea mașinii.

Valorile superioare ale inducțiilor magnetice sînt limitate de puterea necesară magnetizării și în cazul fluxului variabil și de încălzirea miezului.

Valorile obișnuite ale inducțiilor magnetice în diferitele porțiuni ale circuitului magnetic sînt indicate la fiecare tip de mașină în paragrafele respective (de exemplu, v. paragraful 7.3).

4.3. DEPENDENȚA PUTERII INTERIOARE DE DIMENSIUNI ȘI SOLICITARILE ELECTROMAGNETICE. COEFICIENTUL DE UTILIZARE

În orice mașină electrică, în timpul funcționării, are loc un proces de transformare a energiei din mecanică în electrică (electromagnetică) dacă este generator și invers, dacă este motor; în cazul transformatorului energia este de același fel (electrică) schimbîndu-se numai valorile mărimilor care o caracterizează (tensiunea și curentul).

Această transformare a energiei este posibilă datorită interacțiunii dintre cei doi agenți activi din mașină: fluxul magnetic total de înlănțuire mutuală între înfășurări și curentul total al înfășurărilor.

Agenții activi, adică fluxul magnetic și curentul total nu au masă, însă necesită suporturi materiali: miezul feromagnetic și înfășurările. De aceea acești suporturi materiali constituie *materialele active* ale unei mașini electrice.

Rezultă deci că puterea interioară a mașinii S_i sau puterea electromagnetică, obținută ca rezultat al energiei transformate este proporțională atât cu fluxul magnetic total al mașinii Φ_t , cât și cu valoarea curentului total I_t , factorul de proporționalitate fiind chiar agentul de interacțiune care este turația n , în rotații/s, pentru mașinile rotative sau frecvența f , în Hz, pentru transformatoare, adică (se notează cu S_i deoarece este puterea interioară aparentă):

$$S_i \approx \Phi_t I_t n \text{ [VA]}. \quad (4.15)$$

Dar, pentru o mașină:

$$\Phi_t = 2p\Phi,$$

unde:

Φ este fluxul magnetic util al unui pol, în Wb;

p — numărul perechilor de poli ($2p$ = numărul polilor);

iar:

$$I_t = \pi D A,$$

ceea ce înseamnă că relația (4.15) devine:

$$S_i \approx (2p\Phi)(\pi D A)n \text{ [VA]}. \quad (4.15, a)$$

OBSERVAȚIE. Relația (4.15, a), exprimată pe baza fenomenelor ce au loc în mașină în timpul funcționării, se poate deduce din expresiile cunoscute.

Astfel, pentru o mașină de curent alternativ:

$$S_i = m E I \text{ [VA]}, \quad (4.16)$$

unde:

m este numărul de faze;

$$E = \pi \sqrt{2} f w k_w \Phi, \text{ este l.e.m. pe o fază (se consideră sinusoidală)}, \quad (4.16, a)$$

cu:

w — numărul de spire pe fază;

k_w — factorul de înfășurare;

I — curentul pe fază.

Dar, pe baza relației (4.14):

$$A = \frac{NI}{\pi D} = \frac{2mwI}{\pi D}, \quad (4.16, b)$$

unde numărul total de conductoare $N = 2mw$, rezultă:

$$I = \frac{\pi DA}{2mw} \quad [A]. \quad (4.16, c)$$

Dacă în relația (4.16) se introduce E din relația (4.16, a) și I din relația (4.16, c) și ținând cont că:

$$f = pn,$$

cu n , în rot/s, rezultă (după gruparea termenilor):

$$S_i = \frac{\pi k_w}{2\sqrt{2}} (2p\Phi)(\pi DA)n \quad [VA]. \quad (4.17)$$

Pentru construcția normală a înfășurării $k_w \approx 0,9 \div 0,92$ ceea ce înseamnă că:

$$\frac{\pi k_w}{2\sqrt{2}} \approx 1.$$

Se identifică deci în relația (4.17) expresia dată în relația 4.15, a).

4.3.1. DEPENDENȚA PUTERII INTERIOARE DE DIMENSIUNILE ȘI SOLICITĂRILE ELECTROMAGNETICE ALE MAȘINILOR ELECTRICE

● **Mașini de curent alternativ.** În relația (4.17) se exprimă fluxul magnetic cu relația (4.12), în care amplitudinea inducției magnetice din întrefier se va nota cu B_δ în loc de $B_{\delta m}$ (v. și atenționarea de la sfârșitul paragrafului 4.1.2), iar τ cu relația (4.1), adică:

$$\Phi = \alpha_i \tau l_i B_\delta = \alpha_i \frac{\pi D}{2p} l_i B_\delta$$

și rezultă:

$$S_i = \frac{\pi k_w}{2\sqrt{2}} 2p\alpha_i \frac{\pi D}{2p} l_i B_\delta \pi D n = \left(\frac{\pi k_w}{2\sqrt{2}} \alpha_i \right) \pi^2 D^2 l_i n A B_\delta \quad [VA], \quad (4.18)$$

relație care exprimă puterea interioară S_i , în funcție de dimensiunile principale D și l_i și de solicitările electromagnetice principale A și B_δ .

OBSERVAȚIE. Expresia t.e.m. pe fază, dată de relația (4.16, a) se mai poate scrie:

$$E = 4,44fwk_w\Phi = 4k_ffwk_w\Phi, \quad (4.18, a)$$

unde $k_f = 1,11$ este factorul de formă al mărimilor sinusoidale, definit ca raportul dintre valoarea eficace și valoarea medie.

Dacă forma curbei t.e.m. nu este sinusoidală, atunci se poate scrie:

$$E = 4k_Bfwk_w\Phi \quad [V], \quad (4.18, b)$$

unde k_B este factorul de formă real al t.e.m., care depinde, cum se va vedea, de factorii care influențează forma curbei t.e.m. (v. și paragrafele 10.1.4 B și 13.1.5 B).

În acest caz, dacă în relația (4.18) se înlocuiește $\pi\sqrt{2}$ cu $4k_B$, expresia puterii interioare S_i devine:

$$S_i = k_Bk_w\alpha_i\pi^2D^2l_inAB_\delta \quad [VA]. \quad (4.18, c)$$

● **Mașini de curent continuu.** Se pornește de la relația de bază a puterii interioare (fiind o putere activă se notează cu P_i):

$$P_i = EI_a, \quad (4.19)$$

în care t.e.m. este dată de relația:

$$E = \frac{p}{a} Nn\Phi = \frac{p}{a} Nn\alpha_i \frac{\pi D}{2p} l_i B_\delta, \quad (4.19, a)$$

iar curentul din indus:

$$I_a = 2ai_a = 2a \frac{\pi DA}{N}, \quad (4.19, b)$$

unde:

- a este numărul perechilor de căi de curent în paralel;
- N — numărul total de conductoare al înfășurării rotorului;
- i_a — curentul pe o cale de curent, rezultat din expresia păturii de curent:

$$A = \frac{Ni_a}{\pi D} \quad [A/m].$$

Înlocuind relațiile (4.19, a) și (4.19, b) în relația (4.19) se obține expresia puterii interioare P_i a mașinii de curent continuu în funcție de dimensiunile principale D și l_i și de solicitările electromagnetice A și B_δ , adică:

$$P_i = \frac{p}{a} Nn\alpha_i \frac{\pi D}{2p} l_i B_\delta 2a \frac{\pi DA}{N} = (\alpha_i)\pi^2 D^2 l_i n A B_\delta \quad [W]. \quad (4.20)$$

● **Transformatoare.** Expresia puterii interioare este aceeași ca la mașinile rotative de curent alternativ, dată de relația (4.16) în care:

$$E = \pi\sqrt{2}fw\Phi, \text{ este t.e.m. pe fază.} \quad (4.21)$$

Fluxul magnetic util conform relațiilor (16.8, c) și (16.2), pentru o anumită valoare a inducției magnetice în coloană B_c este:

$$\Phi = S_c B_c = k_m \frac{\pi D_c^2}{4} B_c \quad [Wb] \quad (4.21, a)$$

(semnificația termenilor este dată de relațiile menționate).

Curentul pe fază, rezultă din definiția păturii de curent A , conform relației (16.8, a), adică:

$$I = \frac{AL_c}{w} \quad [A]. \quad (4.21, b)$$

Introducând relațiile (4.21), (4.21, a) și (4.21, b) în relația (4.16) se obține :

$$S_i = m\pi\sqrt{2}fwk_m \frac{\pi D^2}{4} B_c \frac{AL_c}{w} = \left(\frac{mk_m}{2\sqrt{2}}\right) \pi^2 D_c^2 L_c f A B_c \text{ [VA]}. \quad (4.22)$$

Comparând expresiile date de relațiile (4.18), (4.20) și (4.22) se constată că au aceeași formă, diferind doar primii termeni, cuprinși simbolice, în parantezele rotunde și evident cu analogia între solicitările electromagnetice ale mașinilor rotative, ale transformatoarelor și între agenții de interacțiune (la transformator este frecvența f , în locul turăției n).

Analizând aceste expresii, rezultă că puterea interioară a oricărei mașini electrice, este proporțională cu volumul materialelor active ($D^2 l_i$, respectiv $D_c^2 L_c$), cu produsul solicitărilor electromagnetice principale ($A B_c$, respectiv $A B_c$) și cu agentul de interacțiune (n , în rot/s, f în Hz).

Volumul materialelor active este :

$$D^2 l_i = k_i \frac{S_i}{n A B_c} \text{ [m}^3\text{]}, \quad (4.23)$$

ceea ce înseamnă că pentru o anumită putere interioară dată S_i (sau P_i) și un anumit agent de interacțiune n (sau f), volumul materialelor active este cu atât mai mic, cu cât solicitările electromagnetice sînt mai mari (factorul k_i corespunde parantezelor rotunde din relațiile (4.18), (4.20) și (4.22)).

OBSERVAȚIE. Deoarece un volum $D^2 l_i$, dat de relația (4.23) sau (4.25, a), se poate obține, pentru o anumită putere și turăție date, fie printr-un diametru D mare și o lungime ideală l_i mică, fie invers, printr-un diametru D mic și o lungime ideală l_i mare după cum reiese și din figura 4.7, experiența de fabricație a arătat că este indicat să se stabilească un anumit raport optim între acestea. De aceea, a apărut necesitatea introducerii factorului de formă :

$$\lambda = \frac{l_i}{\pi} \quad (4.24)$$

O valoare mică a lui λ , conduce la o mașină „tip șabă” cu diametrul D mare și lungimea l_i (deci și l_c) mică. O astfel de construcție (fig. 4.7, a) prezintă următoarele avantaje :

— un moment de volan GD^2 mare;

— o răcire foarte bună.

Dezavantajele sînt însă predominante și anume :

— o utilizare nerațională a conductorului pentru înfășurări, adică bobinele au o lungime frontală l_f mare și o lungime activă (din creștătură), mică. Aceasta înseamnă că lungimea conductorului nu este utilizată în mod activ ($l_f/l_i \gg 1$);

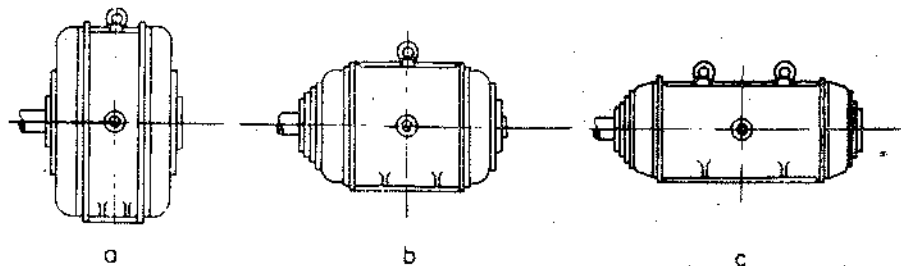


Fig. 4.7. Mașină electrică, cu o anumită putere și turăție însă cu diferiți factori de formă λ :
a — valoare mică a lui λ ; b — valoare medie a lui λ ; c — valoare mare a lui λ .

— o construcție voluminoasă, deoarece lagărele, scuturile și carcasa, vor avea dimensiuni mari, pentru o lungime mică, crescînd inutil masa totală a mașinii.

De aceea, asemenea construcții se folosesc atunci cînd destinația mașinii impune un GD^2 mare (antrenarea unui compresor cu piston — ca motor sau antrenarea de către un motor Diesel — ca generator etc.) și atunci cînd primează avantajele tehnologice (cînd se execută o singură mașină sau un număr foarte mic de bucăți, cu SDV-uri — seule, dispozitive și verificatoare — existente).

O valoare mare a lui λ conduce la o mașină „tip turbo” cu diametrul D mic și lungimea l_i mare. O astfel de construcție (fig. 4.7, c) se caracterizează invers în comparație cu prima, adică avantajele mașinii „tip șabă” sînt dezavantaje pentru cea „tip turbo” și invers.

Avînd în vedere însă că valorile superioare ale lui λ , conduc la o utilizare rațională a materialului conductor pentru înfășurări și o construcție mai suplă a mașinii, tendința proiectanților este de a obține valori ale lui λ către limita superioară, avînd grijă să îmbunătățească, sub toate aspectele, ventilația și răcirea mașinii.

4.3.2. COEFICIENTUL DE UTILIZARE A MAȘINILOR ELECTRICE

Coeficientul de utilizare a mașinilor electrice se definește prin relația :

$$C = \frac{S_i}{D^2 l_i n} \text{ [J/dm}^3\text{]}, \quad (4.25)$$

de unde se mai poate scrie :

$$D^2 l_i = \frac{S_i}{C n} \text{ [dm}^3\text{]}. \quad (4.25, a)$$

Semnificația fizică a coeficientului de utilizare rezultă din aceeași relație (4.25), considerînd $D^2 l_i = 1$ și $n = 1$ și anume : *coeficientul de utilizare reprezintă puterea electromagnetică (interioară) obținută pe unitatea de volum a materialelor active și pe unitatea de agent de interacțiune.*

Dacă se au în vedere relațiile (4.18), (4.20) și (4.22), se pot stabili factorii de care depinde coeficientul de utilizare și anume

$$C = \frac{S_i}{D^2 l_i n} = k_i \pi^2 A B_c, \quad (4.25, b)$$

unde k_i este factorul delimitat de paranteze.

După cum se vede, pentru obținerea unui coeficient de utilizare mare, trebuie mărite solicitările electromagnetice, așa cum reieșea de altfel și din relația (4.23).

Rezultă deci că atenția proiectanților este îndreptată spre posibilitățile creșterii permanente a solicitărilor electromagnetice. Dar anumiți factori, dintre care cei legați de obținerea unor caracteristici tehnico-economice superioare și mai ales de limitele impuse încălzirii înfășurărilor, limitează valorile acestora. De aceea, valorile coeficientului de utilizare se stabilesc pe baza experienței de fabricație.

Avînd valoarea coeficientului de utilizare, cu relația (4.25, a) se poate determina volumul materialelor active și în continuare dimensiunile principale ale mașinilor electrice.

OBSERVAȚIE. Dacă se introduce coeficientul σ , dat de relația :

$$\sigma = \frac{F}{\pi D l_t} = \frac{M/R}{\pi D l_t} = \frac{S_t}{\pi^2 D^2 l_t n} \quad [\text{N/m}^2], \quad (4.26)$$

deoarece :

$$M = \frac{S_t}{\Omega} = \frac{S_t}{2\pi n} \text{ și } R = \frac{D}{2},$$

numit *efort tangențial mediu aparent*, rezultă :

$$C = \pi^2 \sigma, \quad (4.26, a)$$

motiv pentru care s-a menținut explicit termenul π^2 în expresiile puterii interioare.

Capitolul 5. PRINCIPALELE PĂRȚI CONSTRUCTIVE ALE MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE

Terminologia subansamblurilor și a pieselor componente ale mașinilor electrice este nominalizată în STAS 4861/2-73.

Elementele constructive ale mașinilor electrice rotative depind de o serie de factori, cum ar fi : datele nominale, forma constructivă, tipul de protecție, sistemul de răcire, condițiile tehnologice de fabricație, condițiile de exploatare etc.

Orice mașină electrică rotativă se compune din două părți principale :

- *partea statică* compusă din **stator** și elementele de sprijin ;
- *partea rotitoare* compusă din **rotor** și elementele constructive specifice.

Din punctul de vedere al modului cum participă la procesul de conversie a energiei se disting, de asemenea, două părți principale (v. și paragraful 4.3) :

- *partea activă*, formată din porțiunile circuitului feromagnetic și elementele conducătoare de curent ;
- *partea constructivă sau auxiliară*, compusă din elementele în care se fixează și se consolidează partea activă, adică cele care asigură posibilitatea de mișcare a rotorului și cele care contribuie la ventilația și răcirea mașinii. Dintre acestea, cele mai importante sînt : carcasa, scuturile, arborele, lagărele, bornele, sistemul de consolidare a înfășurărilor, bușele intermediare (butucii), elementele de ventilație și răcire, cuplajele și placa de fundație.

Elaborarea construcției unei mașini electrice se face după ce au fost determinate, prin calcul, dimensiunile elementelor active, iar calitatea soluției adoptate se apreciază prin coeficientul de construcție :

$$k_c = \frac{G}{G_a},$$

în care :

$G_a = G_{Fe} + G_{Cu}$ este masa părților active, compusă din masa miezului feromagnetic G_{Fe} și masa conductoarelor G_{Cu} , în kg ;

G — masa totală a mașinii (a părților active și constructive), în kg.

La un consum minim de materiale active (G_a cît mai mic) și constructive ($G - G_a$ cît mai mic), rezultă, pentru o mașină economică, un coeficient de construcție k_c cît mai apropiat de unitate.

5.1. ELEMENTELE CIRCUITULUI MAGNETIC AL MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE

Suportul material al cîmpului magnetic din mașinile electrice îl constituie *miezul feromagnetic*, construit din materiale feromagnetice (v. paragraful 2.1), de unde și denumirea de *feromagnetic*.

● După felul curentului și după principiul de funcționare, mașinile electrice rotative se împart în următoarele grupe principale :

- *mașini de curent continuu* ;
- *mașini de curent alternativ*, care la rîndul lor pot fi :
 - a) *mașini asincrone* ;
 - b) *mașini sincrone* ;
 - c) *mașini de curent alternativ cu colector*.

● Din punctul de vedere al plasării armăturii inductoare, mașinile sincrone pot fi :

- cu inductorul pe rotor (*construcție normală*) ;
- cu inductorul pe stator (*construcție inversă*).

● După modul de construcție al inductorului, se disting :

- *mașini sincrone cu poli aparenti* (v. fig. 13.5, a, c și d) ;
- *mașini sincrone cu poli înecați* (v. fig. 13.5, b și fig. 14.9) ;
- *mașini sincrone cu rotorul în variantă combinată* [6] (v. fig. 13.7 și 14.6).

În continuare se vor lua în considerare mașinile sincrone în construcție normală.

Prin *inductor* sau *armătură inductoare* se înțelege armătura care produce cîmpul magnetic inductor, adică acel cîmp magnetic care induce tensiuni electromotoare (t.e.m.) în înfășurări.

Prin *indus* sau *armătură indusă* se înțelege armătura pe care se găsesc înfășurările în care se induce t.e.m. de către cîmpul magnetic inductor, datorită interacțiunii între acestea.

Elementele circuitului magnetic depind de apartenența mașinii electrice la una din grupele enumerate, avînd anumite particularități de construcție, specifice grupei respective.

În funcție de natura cîmpului magnetic ce le parcurge, miezurile feromagnetice pot fi :

- miezuri parcurse de cîmp magnetic variabil în timp ;
- miezuri parcurse de cîmp magnetic constant în timp.

5.1.1. MIEZURI FEROMAGNETICE PARCURSE DE CÎMP MAGNETIC VARIABIL

În această categorie sînt cuprinse miezul feromagnetic al statorului mașinilor de curent alternativ și miezul feromagnetic al rotorului mașinilor de curent continuu, mașinilor asincrone și al mașinilor de curent alternativ cu colector.

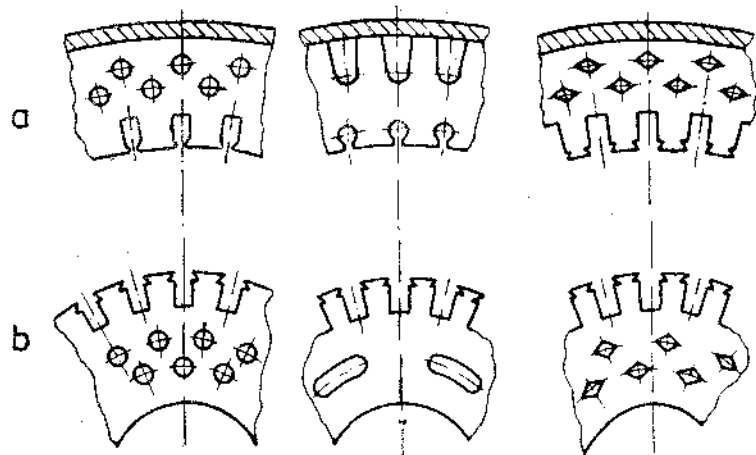


Fig. 5.1. Forma canalelor de ventilație axială:
a — în tobele statorului; b — în tobele rotorului.

În vederea obținerii unor permeabilități magnetice cât mai mari și a unor pierderi de energie cât mai mici, miezurile feromagnetice parcurse de cîmp magnetic variabil se execută din tablă de oțel, electrotehnic (tablă silicioasă), laminată la rece, izolată cu lac sau cu oxizi și de grosime 0,5 mm. Tabla silicioasă se livrează sub formă de rulouri cu lățimea maximă de 1 100 mm, din care se ștanțează tobele necesare realizării miezului prin împachetare.

Din punct de vedere constructiv, miezurile feromagnetice pot fi:

a) **Compacte** — fără canale radiale de ventilație — pentru diametre mici și lungimi ce nu depășesc 20–25 cm. Aceeași soluție constructivă se adoptă și în cazul mașinilor cu diametre și lungimi mai mari, dar care sînt supuse unor solicitări mecanice intense (porniri, frînări și inversări ale sensului de rotație rapide și dese). În acest caz, se prevăd canale de ventilație axiale în jugurile miezurilor feromagnetice (v. fig. 1.12, a, b și fig. 10.27), pentru a crește eficacitatea sistemului de răcire a mașinii. Forma uzuală a secțiunii transversale a canalelor axiale este indicată în figura 5.1. Cel mai des se utilizează canalele axiale de secțiune circulară, dispuse pe un rînd (fig. 10.27) sau pe două rînduri concentrice (fig. 5.1).

b) **Divizate**, cu canale de ventilație radiale (v. fig. 4.1 și fig. 4.2), pentru lungimi ideale l_i mai mari de 20–25 cm și diametre $D > 25–40$ cm (v. paragraful 4.1).

Pentru a fi eficace, canalele radiale de ventilație, se va avea în vedere ca diametrul interior al miezului feromagnetic rotoric D_{ir} (v. fig. 7.10, fig. 10.27, fig. 13.5, b și fig. 22.5) să fie mai mare decît diametrul maxim al arborelui D_{ar} (fig. 22.5); prin construcția arborelui cu nervuri sudate (v. fig. 1.14, fig. 1.19 și fig. 22.5) sau cu butuc intermediar cu nervuri (v. fig. 5.6) se asigură posibilitatea pătrunderii aerului în canalele radiale ale rotorului. În mod analog, între miezul statoric și carcasă se prevede un spațiu de circulație a aerului care iese din canalele radiale statorice. Acest spațiu este asigurat de nervurile sudate la interiorul carcasei (v. fig. 1.14 și fig. 1.19) sau turnate (v. fig. 1.13), ori de anumite canale („buzunare”) prevăzute în interiorul carcaselor-turnate (în lungul acestora), de obicei în zona tălpilor pentru prindere de fundație a mașinii.

Cînd ambele armături ale mașinii au miezul executat din tole și divizat, iar întrefierul este constant, canalele radiale de pe rotor și de pe stator trebuie să se suprapună perfect pentru a permite trecerea aerului prin ele; în acest scop se va adopta cotarea miezului cu bază comună ca în figura 5.2.

Pachetele miezului, divizat au lungimea l_i (v. fig. 4.1 și fig. 4.2) cuprinsă între 4 și 6 cm, iar canalele radiale au lățimea b_r de 1–1,5 cm. Se pot adopta și miezuri cu lungimi ale pachetelor diferite, dar, în acest caz, pachetele cu lungime mai mare se plasează la margini (fiind răcite mai bine).

Canalele radiale de ventilație se realizează cu ajutorul distanțoarelor, care, pe o parte a canalului, se fixează de tolele pentru distanțori prin sudare (prin puncte) și prin nituire. În figura 5.3 se prezintă diferite forme folosite pentru distanțoare, iar alegerea acestora se face în funcție de presiunea de strîngere a miezului.

Cel mai folosit este distanțorul de tipul celui indicat în figura 5.3, a, deoarece este mai simplu.

Pentru a-i mări stabilitatea, distanțorul 2 are o îndoire sub unghiul β , iar pentru asigurarea fixării mecanice, are un pînten care se nituiește de tola pentru distanțor 1 (fig. 5.3, f).

Dacă diametrul exterior al statorului sau al rotorului depășește lățimea maximă a tablei de oțel electrotehnic (1 100 mm), atunci tolele nu se mai pot executa dintr-o singură bucată (tola rotor din fig. 7.10 și tolele stator și rotor din fig. 10.27), iar realizarea miezului se face din segmente de tolă (fig. 10.11 și fig. 10.12).

La realizarea miezului din segmente, acestea trebuie să satisfacă o serie de condiții menționate în paragraful 10.2.1.

Presarea axială a miezului feromagnetic al statorului se face cu ajutorul inelelor de presare (fig. 5.4), care se fixează cu ajutorul unor segmente 2 din pătrat cu latura de 10 sau 12 mm, ce se sudează de carcasă sau de nervurile 3 ale acesteia. Pentru ca forța de presare F_p să acționeze cît mai pe mijlocul suprafeței laterale a tolei, inelul de presare este prevăzut cu o degajare de circa 3 mm pe fața de presare; această degajare evită și blocarea inelului de un eventual evantai ce s-ar forma la cota de presare dintre tole și carcasă (cînd nu sînt degete de presare).

Degetele de presare 4 sînt fie piese separate și fixate de tola pentru deget 5 (în cazul creștăturilor foarte înalte), fie se poate utiliza chiar o tolă cu distanțori (fig. 5.3, f).

La mașinile mici, consolidarea (strîngerea) pachetelor de oțel electrotehnic se face cu scoată sudate, după care se presează în carcasă sub forma miezurilor finite (fig. 5.5). Acest lucru permite contactul direct între miez și carcasă, asigurînd o evacuare bună a căldurii în exterior prin răcirea carcasei.

În cazul mașinilor de puteri medii, miezul statoric se presează și se fixează pe nervurile sudate ale carcasei (v. fig. 11.6 și fig. 22.10).

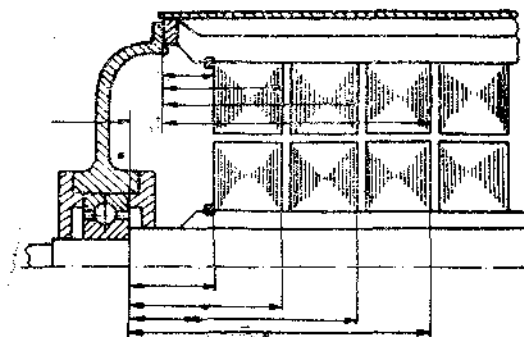


Fig. 5.2. Cotarea cu bază comună, cînd ambele miezuri sînt divizate, pentru suprapunerea canalelor radiale de ventilație ale rotorului și statorului.

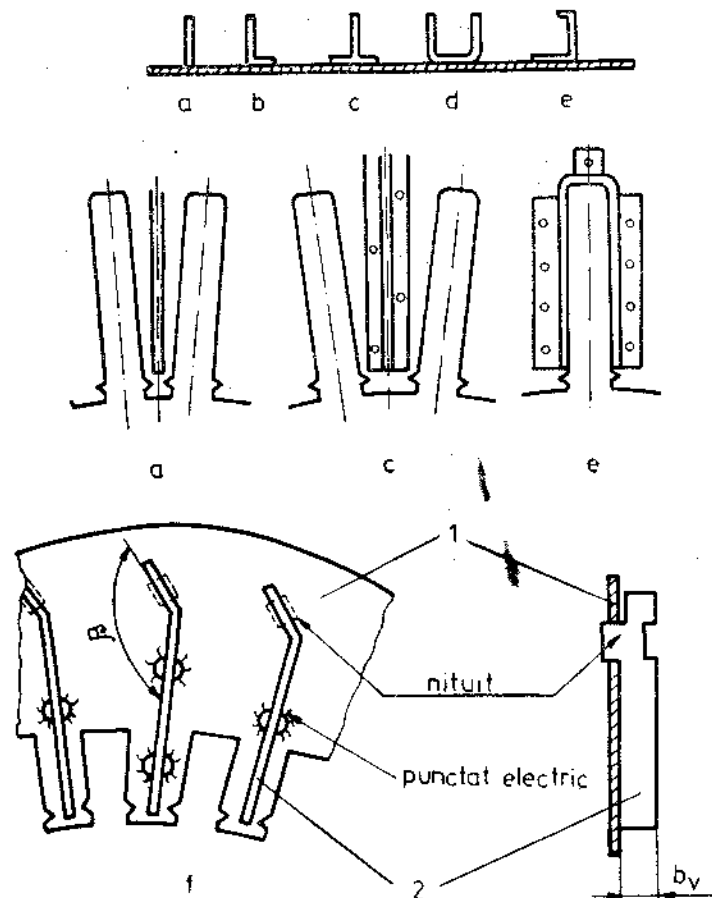


Fig. 5.3. Forme ale distanțorilor pentru obținerea canalelor radiale de ventilație și dispunerea lor (a...e); f — prinderea de tolă a distanțorului simplu:

1 — tolă pentru distanțori; 2 — distanțor.

Când miezul se execută din segmente de tole, împachetarea în carcasă se face prin țesere, ghidarea segmentelor făcându-se pe pene introduse în cresașturi, iar fixarea segmentelor de carcasă se face cu tije de presare (v. fig. 10.11) sau cu pene sub formă de coadă de rândunică, ca și segmentele de la rotor (v. fig. 10.12).

La mașinile de puteri mari, degetele și inelele de presare se fac din material nemagnetice, pentru a reduce pierderile prin curenți turbionari. Din același motiv tije de strângere se izolează față de miez, când se prevede acest sistem de presare axială.

Fixarea miezului rotorice confecționat din tole ridică probleme deosebite, deoarece acesta trebuie să suporte atât forțele centrifuge datorite masei proprii și a înfășurării cât și cele produse de cuplul de rotație.

Tolele rotorice dintr-o singură bucată se presează fie direct pe arbore (fig. 1.18 și fig. 22.14), fie pe nervuri sudate sau prelucrate pe arbore (fig. 1.14, fig. 8.6 și fig. 11.6) sau pe butucul rotorice (fig. 5.6).

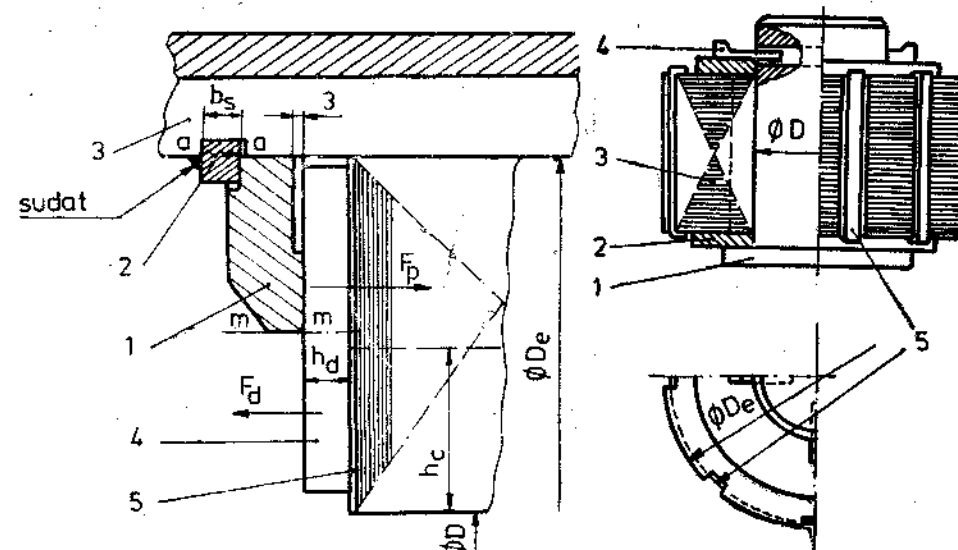


Fig. 5.4. Strângerea axială a miezului feromagnetic statoric:

1 — inel de presare; 2 — segment de fixare; 3 — nervură; 4 — deget de presare; 5 — tolă de capăt.

Fig. 5.5. Împachetarea pe dorn a miezurilor mașinilor mici și mijlocii și consolidarea lor cu scoabe:

1 — dorn de împachetare (de ghidare); 2 — placă de presare; 3 — miez feromagnetic; 4 — pană de presare; 5 — scoabă de strângere.

Transmiterea cuplului între arbore și miez se face prin intermediul ajustajului (îmbinării) dintre acestea și arbore, precum și al penelor prismatice sau circulare (v. fig. 5.6 — poz. 2 și fig. 8.6 și 13.7). În mod similar se face și transmiterea cuplului de reacțiune dintre miezul statorului și carcasă.

În cazul mașinilor asincrone cu rotorul în scurtcircuit, de mică putere, strângerea axială a miezului feromagnetic al rotorului se realizează cu ajutorul coliviei rotorice, care se toarnă din aluminiu, când miezul este deja împachetat (fig. 1.13).

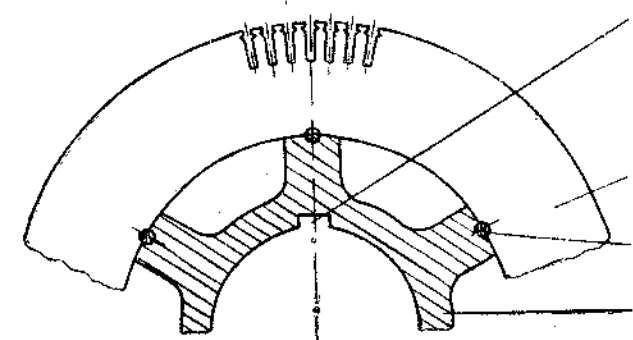


Fig. 5.6. Fixarea miezului feromagnetic al rotorului pe butuc:

1 — butucul; 2 — pene circulare; 3 — tolă rotor; 4 — locaș pană pentru fixarea butucului pe arbore.

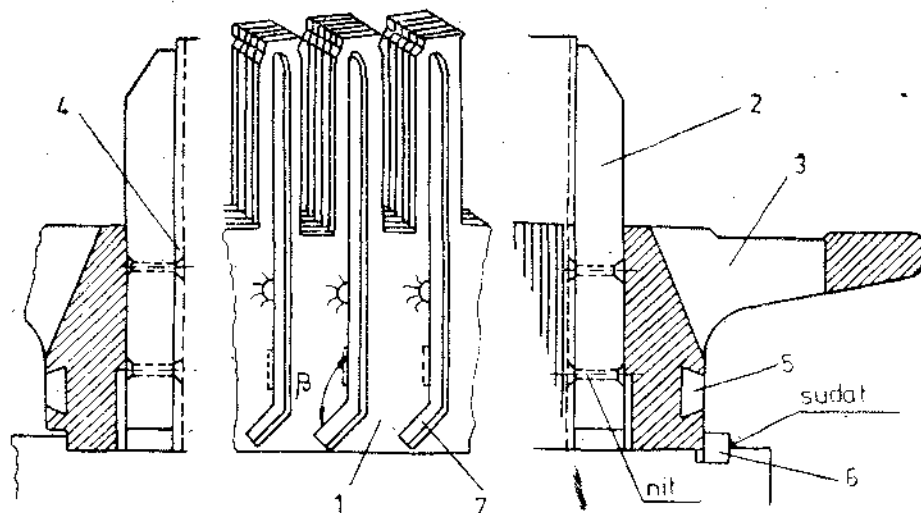


Fig. 5.7. Stringerea axială a miezului feromagnetic rotor:

1 — tolă pentru distanțori; 2 — deget de presare; 3 — suport (inel) de presare; 4 — tolă pentru deget; 5 — locaș pentru prinderea greutăților de echilibru; 6 — segment de siguranță; 7 — distanțor.

Tolele sub formă de segmente, pentru miezurile rotoarelor cu diametrul mai mare de 100 mm, se impachetează direct pe steaua rotorului (fig. 10.12) sau se impachetează separat pe bolțuri de stringere sub forma unor inele și se presează pe steaua sau butucul rotorului.

Stringerea axială a miezului rotor se face cu ajutorul inelelor de stringere 3 (fig. 5.7) care, în cazul rotoarelor bobinate, au și rolul de suport pentru capetele frontale ale înfășurărilor (vezi și fig. 8.6 și fig. 11.6).

Suportii de înfășurare string miezul feromagnetic pe direcție axială prin intermediul degetelor de presare 2 (fig. 5.7), care asigură totodată formarea unor canale radiale pentru circulația aerului la capetele miezului. Degetele sînt fixate de tolele pentru deget 4 prin puncte de sudură și prin nituire (dacă sînt din patrate cu latura de 10 sau 12 mm), sau se pot utiliza, ca și la stator, drept degete de presare distanțorii 7 fixați pe tola pentru distanțori 1 prin puncte și nituirea pîntenului (v. și fig. 5.3, f — dar pentru rotor). De obicei, suportul de presare 3 are practicat un șanț inelar 5, de formă trapezoidală, în care se fixează greutatea de echilibrare a rotorului.

Fixarea axială a inelelor de stringere se face cu segmentele de siguranță 6 din profile pătrate și sudate pe nervuri (fig. 5.7). Cavalele radiale de ventilație se asigură, ca și la stator, prin intermediul distanțorilor 7, fixați pe tolele pentru distanțori 1 prin puncte de sudură și prin nituire. Pentru stabilitate, distanțorii sînt îndoiți cu unghiul β (v. fig. 5.3, f).

5.1.2. MIEZURI FEROMAGNETICE PARCURSE DE CÎMP MAGNETIC CONSTANT

Din această categorie fac parte jugul statoric, polii principali și polii auxiliari ai mașinilor de curent continuu, cît și polii și jugul inductorului (rotorului) mașinilor sincrone normale.

Intrucît nu sînt parcurse de cîmp magnetic variabil în timp, aceste miezuri se pot executa în următoarele două variante:

a) **masive** — din oțel turnat, forjat sau laminat ori din fontă turnată (mai rar);

b) **lamelate** — din tole de tablă de oțel, neizolată, cu grosimea de 1–2,5 mm (pentru mașinile de puteri mari se folosesc și grosimi mai mari ale tolelor, pînă la 6–8 mm). Uneori, miezurile feromagnetice parcurse de cîmp magnetic constant sau porțiuni ale acestora se realizează din tole de oțel electrotehnic, obținute din interiorul tolelor pentru statoarele mașinilor de curent alternativ sau din deșeuri.

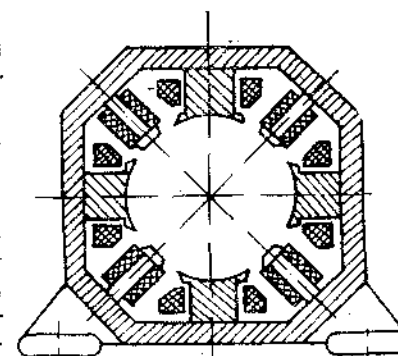


Fig. 5.8. Carcasă magnetică sub formă poligonală pentru mașini de curent continuu.

Executarea lamelată necesită o tehnologie mai simplă și asigură reducerea pierderilor suplimentare în zonele supuse oscilațiilor cîmpului magnetic, determinate de crestarea armăturii opuse, adică pe suprafața tălpilor polare.

Execuția masivă se folosește atît la porțiunile circuitului magnetic supuse la eforturi mecanice deosebite, cît și la mașinile de putere mică executate în număr mare (producție de serie sau de masă).

A. Jugul magnetic al statorului

La mașinile electrice rotative cu cîmp magnetic constant în stator, jugul statorului este asigurat chiar de carcasa (fig. 8.6). Carcasa se face, de obicei de formă cilindrică, din tablă groasă de oțel laminat, îmbinată prin sudare sau din oțel turnat (mai rar din fontă turnată). În cazul mașinilor de putere mică se poate utiliza țeavă trasă de oțel.

Cînd se impune reducerea gabaritului mașinii, carcasa se execută sub formă poligonală (fig. 5.8), în acest fel utilizîndu-se mai bine spațiul interior pentru plasarea polilor.

La mașinile de curent continuu cu variații bruște ale sarcinii și reversibile prin schimbarea polarității polilor, jugul statoric se execută din tole de oțel cu grosimea de 1–2,5 mm sau chiar din tole de oțel electrotehnic. Tolele pot fi din întregul sau din segmente (pentru diametre mari). Această soluție constructivă are influențe favorabile atît asupra duratei regimului tranzitoriu, cît și asupra procesului de comutație, prin diminuarea curenților turbionari determinați de modificarea rapidă a fluxului magnetic al polilor principali și auxiliari.

B. Polii statorici

În această categorie sînt cuprinși polii inductori (principali) și auxiliari ai mașinilor de curent continuu și polii inductori ai mașinilor sincrone în construcție inversată.

Miezul feromagnetic al polilor inductori și auxiliari se execută din oțel masiv sau, cel mai frecvent, din tole de tablă de oțel cu grosimea de 1–2,5 mm,

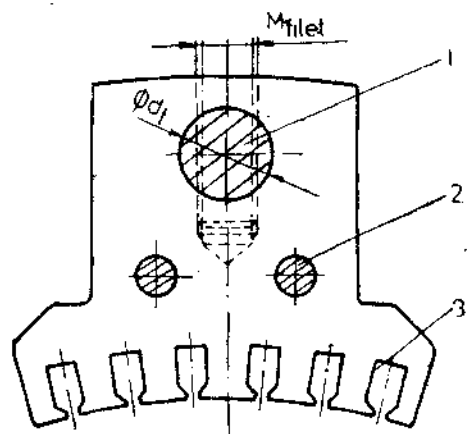


Fig. 5.9. Tolă pentru polii principali ai mașinilor de curent continuu cu înfășurare de compensație:

1 și 2 — țije de stringere; 3 — creștături pentru înfășurarea de compensație.

Ele se obțin prin sudarea electrică prin puncte, între ele, a 10–15 tole normale.

La mașinile de curent continuu cu înfășurare de compensație, tolele polilor principali au forma din figura 5.9, talpa polară fiind prevăzută cu creștăturile 3, pentru introducerea acestei înfășurări.

În cazul mașinilor de curent continuu cu condiții grele de funcționare (variații bruște și frecvente ale sarcinii), miezul polilor auxiliari se execută din tole de oțel electrotehnic, iar stringerea axială a acestora se face cu bride sau țije izolate față de miez. În acest fel crește rezistența pentru căile de închidere a curenților turbionari, care influențează negativ procesul de comutație.

Principalele forme constructive utilizate pentru polii auxiliari sunt date în figura 7.20.

Fixarea polilor pe carcasă se face cu ajutorul șuruburilor (fig. 21.16), care se filetează direct în miezul acestora. Pentru creșterea rezistenței filetelui în care se fixează șuruburile, se prevede în miezul polului țija 1 (fig. 5.9) cu diametrul d_1 , mai mare cu 1,5–2 cm decât diametrul filetelui șuruburilor [$\Phi d_1 = M_{filet} + (1,5–2) \text{ cm}$]. Țija servește și la stringerea miezului feromagnetic al polului după presare, prin sudare la cele două capete de tolele frontale.

C. Rotoarele cu poli aparenti

Rotoarele cu poli aparenti parcurse de cîmp magnetic constant în timp pot avea una din construcțiile:

a) **rotoare masive** (turnate sau forjate), la care polii fac corp comun cu jugul (butucul) rotorului (fig. 5.10). Această construcție se folosește mai rar datorită costului ridicat și se întâlnește la mașinile de putere mică și cu poli puțini. De obicei, piesele polare se execută din oțel masiv sau prin împachetare, din tablă cu grosimea de 1,5–2,5 mm și se prind de corpul polilor cu ajutorul șuruburilor îngropate în acestea;

ștanțate la forma corespunzătoare. Tolele nu se izolează și sînt asamblate prin intermediul țijelor 1 și 2 (fig. 5.9) sudate la capete de tolele marginale. Această construcție are următoarele avantaje:

- se asigură omogenitatea polului;
- se reduce simțitor pierderile de suprafață în piesa polară;
- procesul tehnologic este mai ușor (se evită volumul mare al prelucrărilor mecanice ulterioare);
- coeficientul de împachetare este suficient de mare ($k_{Fem} = 0,97–0,98$).

Tolele marginale au grosimi cuprinse între 5 și 20 mm, în funcție de secțiunea transversală și lungimea polilor.

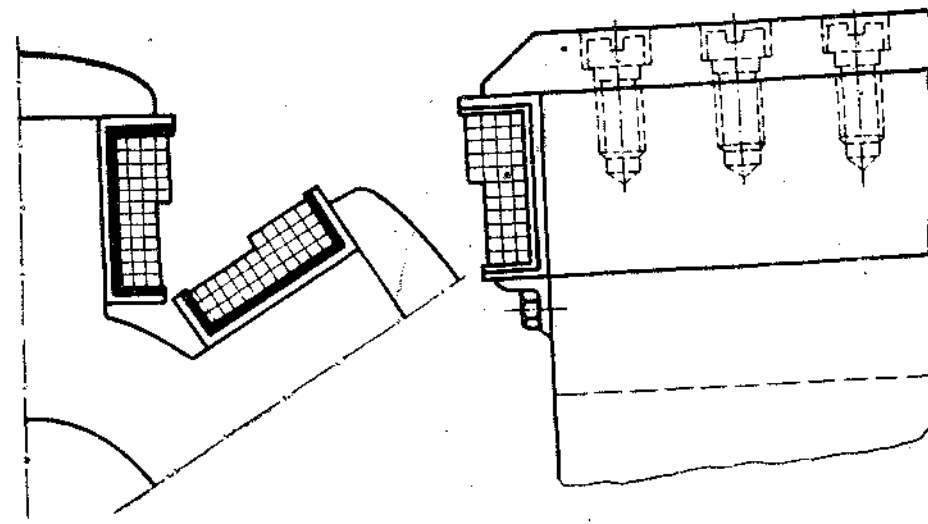


Fig. 5.10. Rotor cu poli aparenti masivi.

b) **rotoare cu polii aparenti executați separat și prinși de jugul rotorului** sau pe butucul (coroana) acestuia cu ajutorul șuruburilor sau prezoanelor (fig. 13.5, a și fig. 21.10), ori prin îmbinare în coadă de rîndunică (fig. 13.5, c și fig. 21.9, b) sau cu coadă în T (fig. 13.5, d și fig. 21.9, a). Cozile de rîndunică sau în T se fixează de jugul rotorului cu ajutorul unor pene înclinate numite și **pene tangențiale** (fig. 13.5, e).

În cazul turațiilor și dimensiunilor mari ale polilor, se pot prevedea două, trei sau chiar patru cozi de fixare pentru fiecare pol.

Polii aparenti ai rotorului se pot executa separat în următoarele variante:

- turnați din oțel împreună cu talpa polară;
- corpul polului din oțel turnat și talpă polară din tole ștanțate din tablă de oțel cu grosimea de 1,5–2,5 mm (pentru a se reduce pierderile suplimentare în tălpile polare și a permite montarea coliviei de amortizare sau de pornire);
- complet din tole ștanțate (de grosime 1,5–2,5 mm), împachetate și cu stringere axială prin intermediul șuruburilor sau al țijelor sudate la capete;
- corpul polilor din tablă ștanțată (de obicei făcînd corp comun cu jugul rotorului) și tălpile polare masive;

Jugul rotoric poate fi format din însuși corpul arborelui (v. fig. 13.6), pentru diametre mici și număr mic de poli, din butuc împachetat din tole cu grosimea de 2–3 mm (fig. 13.5, c și d, poz. 4) sau chiar de roata polară turnată din fontă sau oțel și presată direct pe arbore sau prin intermediul altui butuc (fig. 13.5, a și fig. 21.10).

D. Rotoarele cu poli înecați

Aceste rotoare se întîlnesc la mașinile sincrone cu viteză de rotație mare.

La mașinile de puteri mici sau medii ($S_N \leq 1\,000 \text{ kVA}$), miezul feromagnetic al rotoarelor cu poli înecați se execută identic cu cel al rotoarelor parcurse

de cîmp magnetic variabil, deoarece tolele din oțel electrotehnic se obțin chiar din interiorul tolelor statorului și se fixează direct pe arbore sau pe nervurile arborelui, similar cu rotoarele mașinilor asincrone (fig. 13.5, b).

Din punct de vedere al construcției dintelui mare, tolele rotorice pot fi :

- cu dintele mare fără creștături (fig. 13.10);
- cu dintele mare avînd creștături cu aceleași dimensiuni ca și creștăturile bobinate, dar în care se introduc bare masive de oțel, consolidate prin sudare. În acest caz se obține un cîmp magnetic remanent sporit, necesar pentru generatoarele cu autoexcitație (excitație statică de la bornele proprii);
- cu dintele mare avînd creștături cu profil diferit de creștăturile normale, în care se introduc barele înfășurării de amortizare și/sau de pornire (fig. 13.5, b și fig. 14.9).

Pentru mașinile de puteri și viteze de rotație mari (de tip turbogenerator), rotoarele se realizează dintr-un oțel special aliat cu crom-nichel, molibden, pentru a avea proprietăți mecanice și magnetice bune, în două variante :

- rotor masiv, forjat dintr-o bucată (fig. 5.11, a);
- rotor din discuri de tablă groasă forjate și presate pe arbore (fig. 5.11, b).

Creștăturile rotorului (în mod obișnuit radiale) se obțin prin frezare.

Dintele mare poate fi cu creștături (pentru înfășurarea de amortizare) sau fără creștături.

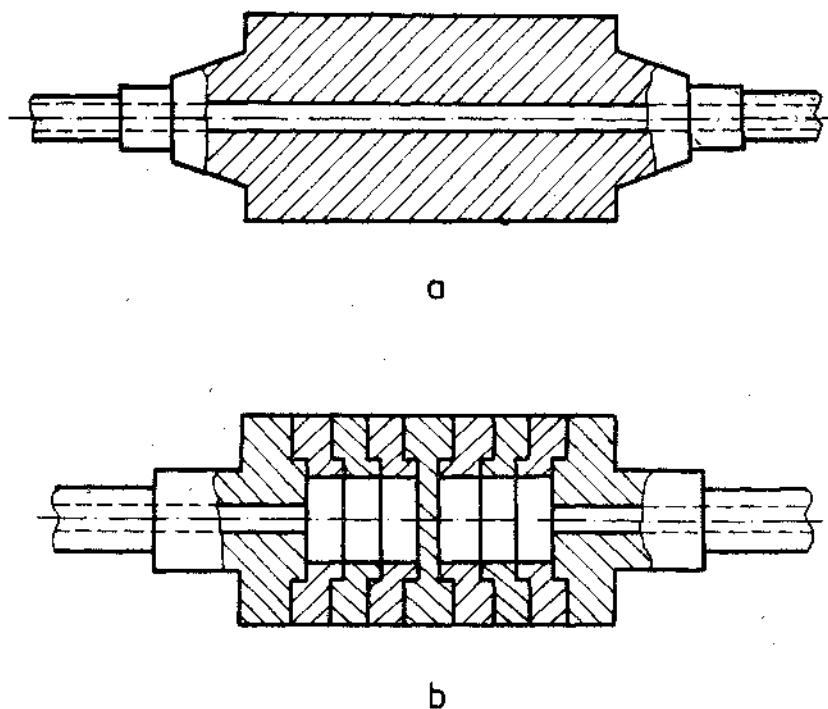


Fig. 5.11. Rotoare de turbogenerator:
a — masiv; b — din discuri de tablă groasă.

E. Rotoarele în variantă combinată

Mașinile sincrone cu rotorul în variantă combinată (fig. 13.7) prezintă anumite avantaje față de variantele cu poli înecați și aparenți și anume [6] :

— *consumul de cupru* pentru înfășurarea de excitație este mult mai mic decît al rotorului cu poli aparenți și mai mic chiar decît al rotorului cu poli înecați deoarece :

— diametrul rotorului (pe care este amplasată înfășurarea de excitație) este mai mic decît la mașina cu poli înecați și deci lungimea medie a spirei este mai mică (în partea frontală);

— condițiile de răcire ale rotorului sînt superioare ambelor variante, deoarece aerul poate circula și radial (prin canalele radiale de ventilație ale miezului) și axial (prin spațiile dintre piesele polare);

— *tehnologia de fabricație* a înfășurării de excitație este identică cu cea a mașinilor cu poli înecați;

— *problemele de ordin mecanic* și de echilibrare sînt mai ușor de rezolvat decît la mașinile cu poli aparenți, avînd de prins doar piesa polară, nu întregul pol cu bobina.

Rotorul are piesele polare identice cu cele de la poli aparenți (fig. 13.7, c), fixate cu ajutorul șuruburilor de miezul magnetic, care este împachetat din tole de oțel electrotehnic (din interioarele tolelor statorului). Miezul rotorului poate fi divizat sau compact, în funcție de geometria miezului statorului.

Piesele polare pot fi din oțel turnat sau (cel mai frecvent) din tole de oțel cu grosimea de 1—2,5 mm, cînd sînt prevăzute cu creștături pentru înfășurarea de amortizare și/sau de pornire. Numărul acestor creștături trebuie să fie par. Ele sînt repartizate în mod egal de o parte și de alta a șuruburilor de prindere, care sînt cu cap îngropat (fig. 13.7, c).

În scopul asigurării unei rigidități mecanice suficiente, piesa polară se sudează (după împachetare) cu cordoane de sudură, pe toată lungimea, în locașuri special prevăzute (v. fig. 13.7, c și fig. 14.6, b). Tot din figurile 13.7, c și 14.6, b se observă că, pentru a mări rezistența mecanică necesară filetului în care se fixează șuruburile de prindere a piesei polare, se prevede un dintel mare o tijă cu diametru mai mare cu 1,5—2 cm decît al șuruburilor. Tijă servește și la strîngerea miezului magnetic al rotorului după presare, prin sudare la cele două capete de plăcile frontale, plăci obținute prin sudarea electrică prin puncte a 10—15 tole normale.

Fixarea miezului feromagnetic pe arbore se face la fel ca în cazul miezului magnetic rotorice pentru cîmp magnetic variabil (v. paragraful 5.1.1).

5.2. ÎNFĂȘURĂRILE MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE

Înfășurările mașinilor electrice rotative se execută, în mod obișnuit, din cupru cu puritate ridicată (peste 99,9 %) și constituie suportul material al curentului electric.

În vederea obținerii unei anumite distribuții a solenajilor în mașina electrică, conductoarele sînt izolate între ele, iar bobinele și înfășurările sînt izolate față de miezul feromagnetic și față de elementele cu rol constructiv.

5.2.1. CLASIFICAREA ÎNFĂȘURĂRILOR

Construcția și tipul înfășurării depind de o serie de factori, dintre care cei mai importanți sînt: puterea, tensiunea, tipul de protecție, sistemul de ventilație și destinația mașinii.

Există mai multe criterii după care se poate face clasificarea înfășurărilor mașinilor electrice. Astfel, în funcție de factorii care influențează construcția înfășurării se disting:

- a) **Din punctul de vedere al tensiunii de lucru**, înfășurările pot fi:
 - de joasă tensiune (j.t.) pentru tensiuni pînă la maximum 1 000 V;
 - de înaltă tensiune (i.t.) pentru tensiuni egale sau mai mari de 1 000 V.
 - b) **După curentul ce le pareurge există:**
 - înfășurări parcurse de curent alternativ;
 - înfășurări parcurse de curent continuu.
 - c) **În funcție de armătura pe care sînt dispuse**, înfășurările pot fi:
 - statorice, adică pe armătura fixă;
 - rotorice, adică pe armătura mobilă (rotitoare).
 - d) **După spațiul de amplasare al spirelor**, înfășurările se împart în două categorii importante:
 - cu bobine concentrate, cînd se realizează sub forma unor bobine cu număr mare de spire concentrice și plasate în același spațiu (bobinele polare);
 - cu bobine repartizate în creștături, cînd se realizează din mai multe bobine ce se plasează în creștături distribuite pe periferia interioară (sau exterioară) a miezului feromagnetic.
 - e) **După secțiunea și profilul conductoarelor**, care depind de mărimea curentului prin calea de curent și de densitatea de curent admisă (în același timp, secțiunea și profilul conductoarelor impun tipul constructiv al înfășurării și al creștăturii — v. tab. 7.4 și tab. 10.3), înfășurările pot fi (v. și paragraful 2.2):
 - din conductoare rotunde (sîrmă rotundă);
 - din conductoare profilate (sîrmă dreptunghiulară cu muchii rotunjite);
 - din bare (tot conductoare profilate, dar de secțiune mai mare).
- Pentru înfășurarea din conductor rotund (în sîrmă), în scopul ușurării tehnologiei de execuție și pentru a obține deschiderea istmului creștăturii cît mai mică, se recomandă ca diametrul conductorului să fie mai mic de 2–2.5 mm. În cazul în care, la o anumită secțiune calculată pentru conductor, rezultă valori mai mari ale diametrului, se vor utiliza atît mai multe căi în paralel ($a > 1$) cît și mai multe fire în paralel ($n_f > 1$).

Înfășurările cu bobine din conductor rotund numite și *bobine moi* se folosesc numai la joasă tensiune, iar cele din conductor profilat sau din bare se întîlnesc atît la joasă tensiune, cît și la înaltă tensiune.

Bobinele din bare pot fi de două feluri (v. și paragraful 10.8.1 B):

- din bare continui (fig. 10.48);
- din semibare, care la rîndul lor pot fi:
 - fasonate (formate) la ambele capete (fig. 10.49 a și b);
 - fasonate doar la un singur capăt (fig. 10.49, c).

Pentru a forma bobina, fiecare pereche de semibare 2, se lipește la un capăt frontal cu ajutorul unor mufe 1 (fig. 5.12).

În cazul barelor de înălțime mare (la mașinile de puteri ridicate) și plasate în creștături, pot apărea pierderi electrice suplimentare dîndu-se importanță, determinate de fenomenul de refluxare a curentului. Pentru reducerea acestor pierderi, barele sînt divizate pe înălțime în mai multe fire în paralel sau conductoare elementare, izolate între ele și care trebuie *transpuse*.

Există două feluri de transpoziții ale barelor, în funcție de numărul firelor în paralel:

- transpoziția prin încrucișarea și deformarea barelor (pentru a nu se reducă secțiunea — fig. 5.13, a), cînd numărul firelor în paralel este mic ($n_f < 4$);

- transpoziția prin răsucire (fig. 5.13, b), cînd numărul firelor în paralel este mare ($n_f \geq 10$).

Înfășurările repartizate se pot clasifica, de asemenea, în funcție de mai multe criterii (v. paragraful 5.2.4).

5.2.2. IZOLAȚIA ÎNFĂȘURĂRILOR

Înfășurările mașinilor electrice trebuie să satisfacă următoarele condiții:

- să suporte, în stare caldă, tensiunile de încercare (vezi tab. 3.5) și supratensiunile ce pot apare în exploatare;
- să reziste la toate solicitările mecanice produse de forțele centrifuge, de forțele electrodinamice la scurtcircuit și de vibrații;
- să aibă durata de viață suficient de mare (aproximativ 40 de ani la mașinile de putere mare și 20–30 ani pentru cele de puteri mici și medii).

Aceste condiții sînt asigurate în mare măsură de alegerea corespunzătoare a izolațiilor conductoarelor și bobinelor.

În construcția înfășurărilor se folosește o gamă largă de materiale izolante, naturale și sintetice, în acest domeniu existînd o preocupare constantă pentru obținerea de noi materiale, cu proprietăți din ce în ce mai bune.

În general, pentru realizarea schemei de izolație a mașinilor electrice rotative, se utilizează materialele din clasele de izolație B, F și H, dar cel mai frecvent clasa F.

Schemele de izolație a bobinelor în creștătură și în partea frontală depind de faptul dacă mașina este de joasă tensiune sau de înaltă tensiune și sînt indicate în anexa 10 (tabelul 10-I și figurile 10-I, 10-II și 10-III), precum și în figurile 10.16 și 10.17.

Trebuie remarcat că izolația bobinelor pentru mașinile de înaltă tensiune se face pe partea activă (din creștătură) din teacă izolantă (v. fig. 11.1 și fig. 14.1) iar grosimea acesteia depinde de mărimea tensiunii (v. tab. 11.1 și tab. 14.1). Aceeași soluție se adoptă și pentru mașinile cu tensiunea nominală sub 1 000 V, dar care funcționează în condiții deosebite (de exemplu mașini de tracțiune, pentru nave, pentru acționări în metalurgie etc.).

La joasă tensiune, izolația bobinelor față de miez se realizează din diferite folii, în unul sau mai multe straturi, în funcție de valoarea tensiunii și clasa de izolație (v. tabelele 8.2, 11.1 și 14.1).

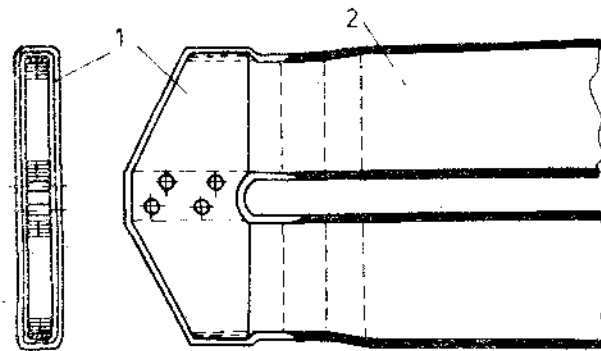


Fig. 5.12. Conexiunea părților frontale ale înfășurărilor în bare;

1 — mufă de inseriere; 2 — semibare.

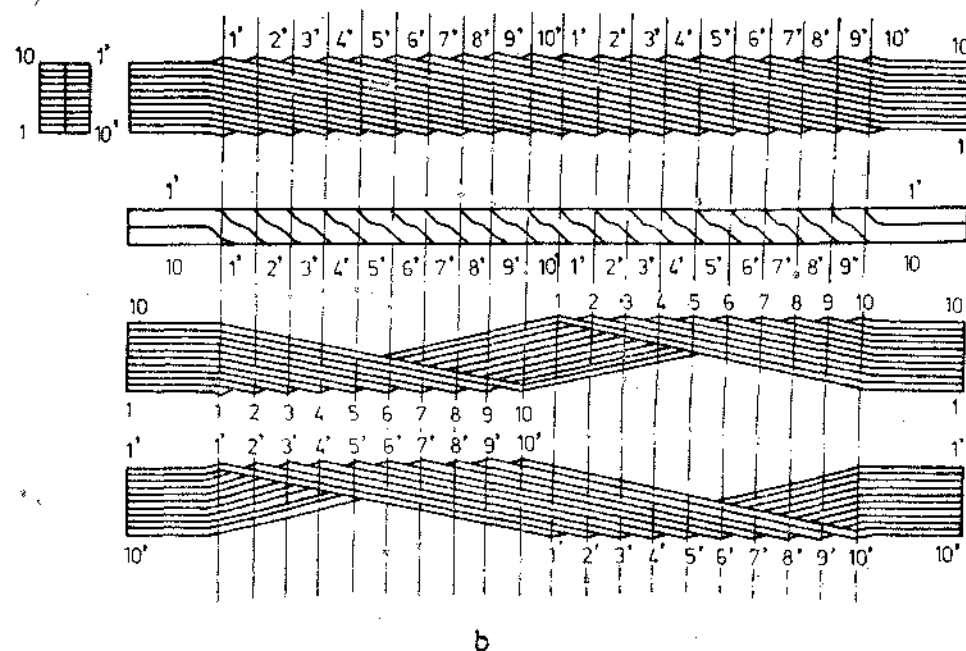
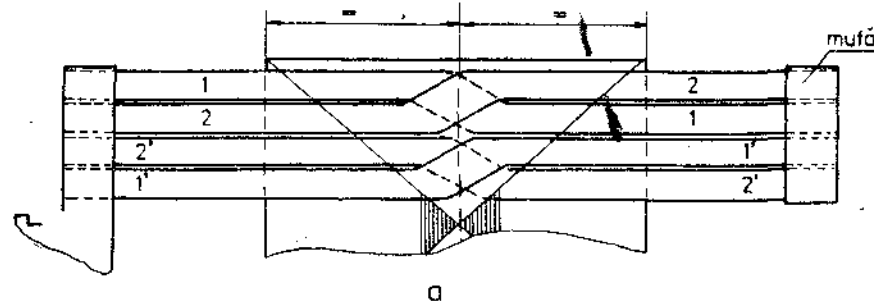


Fig. 5.13. Execuția barelor din conductoare transpuse:
a — bară cu transpoziția conductoarelor prin încreucșare; b — bară cu transpoziție prin răsucire și fuzele de execuție.

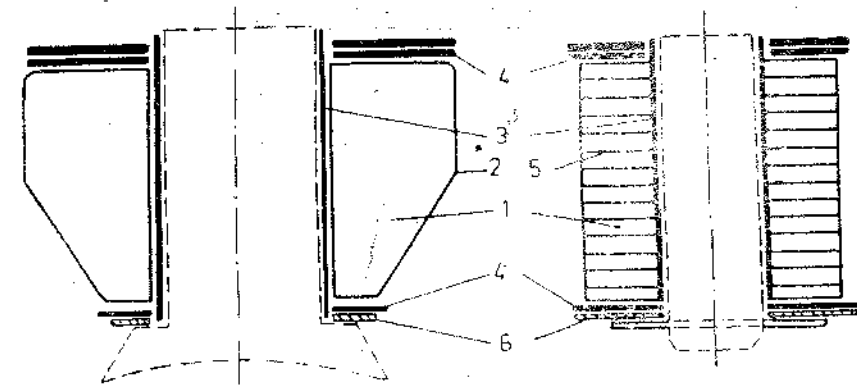


Fig. 5.14. Schema de izolație a bobinelor polare:

a — din conductor rotund sau profilat; b — din bară îndoită pe muchie;
1 — bobina; 2 — izolația bobinei (dacă este cazul); 3 — izolația față de miez; 4 — ramă izolantă (superioară și inferioară); 5 — izolația dintre spire; 6 — pană metalică pentru consolidarea bobinei.

Schema de izolație tipică pentru bobinele înfășurărilor concentrate (dispuse pe poli) este arătată în figura 5.14, a, pentru cele realizate din conductor rotund sau profilat, respectiv în figura 5.14, b, pentru cele realizate din bară îndoită pe muchie. Izolația 2 a bobinei, realizată prin înfășurare cu bandă izolantă 1/2 suprapusă, se prevede numai în cazul mașinilor cu condiții de mediu deosebite, de exemplu la mașinile de tracțiune. Izolația 3 față de miez se realizează din folie izolantă prin suprapunere în mai multe straturi, astfel încât grosimea totală să fie 1—1,5 mm, iar izolația 5 între spire este din folie preimpregnată cu grosimea de 0,15—0,25 mm.

Izolația conductoarelor (v. și paragraful 2.2) se face din email tereftalic (ET), din email tereftalic și două straturi de fire de sticlă (E2S) sau prin înfășurare cu bandă izolantă într-un strat sau mai multe straturi 1/2 suprapus, în funcție de clasa de izolație.

Grosimea bilaterală a izolației conductoarelor este dată în anexa 9.

OBSERVAȚIE. După montarea bobinelor pe miezul feromagnetic (pe poli sau în creștături), adică după bobinarea mașinii, se procedează la impregnarea înfășurării cu lac din clasa de izolație corespunzătoare înfășurării. În cazul bobinelor polare executate separat, impregnarea bobinelor se face și înainte de montarea pe poli.

Impregnarea înfășurărilor are următoarele avantaje:

- îmbunătățirea proprietăților electroizolante prin reducerea higroscopicității;
- mărește rigiditatea mecanică a înfășurărilor;
- îmbunătățește conductibilitatea termică a materialelor izolante, contribuind la o răcire mai bună;
- împiedică depunerea prafului pe suprafața înfășurării prin pelicula lucioasă de lac ce se formează după polimerizarea acestuia.

5.2.3. ÎNFĂȘURĂRILE CONCENTRATE

Înfășurările concentrate sînt realizate din bobine dispuse pe poli aparenti, legate în serie sau în serie și în paralel (cu mai multe căi de curent în paralel).

Bobinele se execută prin depănarea conductorului pe șabloane, pe carcase sau direct pe polii izolați. Se mai numesc și bobine polare.

Aceste înfășurări pot fi dispuse pe rotor (înfășurările de excitație ale mașinilor sincrone cu poli aparenti în construcție normală) sau pe stator (înfășurările de excitație ale polilor principali și auxiliari la mașinile de curent continuu, înfășurările de excitație ale mașinilor sincrone în construcție inversă și înfășurările inductoare ale mașinilor universale cu colector).

Forma și dimensiunile bobinelor se stabilesc în funcție de numărul de spire, de secțiunea conductorului și de spațiul disponibil dintre poli.

A. Bobinele polare din conductor rotund și profilat

Aceste bobine se folosesc pentru înfășurările de excitație separată și derivație ale mașinilor de curent continuu și pentru înfășurările de excitație ale mașinilor sincrone de puteri mici. O caracteristică a acestor bobine este așezarea în mai multe straturi a spirelor, care se execută din conductor izolat. Pînă la secțiuni de 10—12 mm² se alege conductor rotund, iar începînd de la aceste secțiuni pînă la 35—40 mm² se folosește conductor profilat cu secțiune apropiată de pătrat, care asigură o utilizare mai bună a spațiului ocupat de bobine (un factor de umplere bun).

În cazul bobinelor polare plasate pe rotor, se recomandă evitarea executării acestora din conductor rotund, deoarece sînt mai greu de consolidat mecanic.

Pentru asigurarea spațiului necesar ventilației între poli, bobinele se fac în trepte, îngustîndu-se înspre partea interioară a mașinii (v. fig. 5.14 și fig. 13.18).

B. Bobinele polare (concentrate) din bare

Bobinele polare din bare se folosesc atît la mașinile de curent continuu, pentru obținerea înfășurărilor de excitație serie ale polilor principali și a înfășurărilor polilor auxiliari, cît și la înfășurările de excitație ale mașinilor sincrone de puteri medii și mari.

Bobinele de acest fel se execută din bară de cupru neizolată îndoită fie pe lat (mai rar), fie cel mai frecvent pe muchie (fig. 7.29 și fig. 13.21).

Izolația între spire se face cu fișii din micafoliu preimpregnat (impregnat și zvîntat, adică neuscat), cu grosimea de 0,15—0,25 mm, lipsite chiar de lacul cu care au fost preimpregnate.

Bobinele polare executate într-un strat au avantajul unei răcirii bune, ceea ce permite creșterea densității de curent.

Cînd secțiunea conductorului nu permite construcția într-un strat a bobinei, aceasta se execută în mai multe straturi folosind conductor izolat.

Înfășurările de excitație sub formă de bobine polare plasate pe rotor sînt solícitate și la acțiunea forței centrifuge. De aceea, construcția înfășurării trebuie să fie suficient de rigidă, motiv pentru care se preferă construcția din bare îndoită pe muchie (vezi fig. 13.5, *a*, *c* și *d* și fig. 13.21).

Pentru a se asigura distanța minimă între bobinele vecine (0,8—1 cm), uneori bobinele din bare îndoită pe muchie se frezează în partea interioară (v. fig. 7.29, *b* și fig. 13.5, *d*).

5.2.4. ÎNFĂȘURĂRILE REPARTIZATE ÎN CRESTĂTURI

Înfășurarea repartizată în creștături a unei mașini electrice rotative constă din bobine fie uniform distribuite pe circumferința unei armături la anumite intervale (pași) ca la înfășurările obișnuite de c.c. și c.a.; fie neuniform distribuite ca la înfășurările de amortizare, compensație etc. Laturile bobinelor sînt dispuse în creștături fie cîte o singură latură în creștătură, cînd se obține înfășurarea într-un strat, fie cîte două laturi de la două bobine diferite într-o creștătură, cînd se obține înfășurarea în două straturi.

Din categoria înfășurărilor repartizate fac parte:

- înfășurările statorice ale mașinilor de curent alternativ;
- înfășurările rotorice ale mașinilor de curent alternativ;
- înfășurările induse (rotorice) ale mașinilor de curent continuu și ale mașinilor de curent alternativ cu colector;
- înfășurările de excitație ale mașinilor sincrone cu poli înecați și în variantă combinată, deși sub aspect funcțional ar putea fi considerate ca înfășurări concentrate;
- înfășurările de amortizare (de pornire în asincron) ale mașinilor sincrone;
- înfășurările de compensație, la mașinile de curent continuu.

A. Creștăturile înfășurărilor repartizate

Cel mai frecvent, creștăturile sînt executate în lungul generatoarelor armăturilor cilindrice (miezurilor feromagnetice). La mașinile asincrone cu rotorul în scurtcircuit se folosesc și creștături înclinate față de generatoarea armăturii rotorice, cu scopul reducerii cuplurilor parazite determinate de armonicile dentare (fig. 10.22), înclinate care nu este eficace întotdeauna (v. atenționarea de la paragraful 10.6.1.B).

Forma creștăturilor depinde de secțiunea și forma conductoarelor, de numărul conductoarelor din creștătură și de tensiunea de lucru a înfășurării (vezi tabelele 7.4 și 10.3). Astfel se pot întîlni:

a) creștături cu pereți paraleli (fig. 7.7, fig. 7.23 și fig. 10.17), pentru înfășurările din conductor profilat și din bare;

b) creștături care asigură obținerea dinților cu pereți paraleli (fig. 7.8, fig. 7.24, fig. 10.15 și fig. 10.52), pentru înfășurările din conductor rotund. În acest caz creștăturile au secțiune ovală sau trapezoidală, iar deschiderea istmului trebuie să fie cu 1—1,5 mm mai mare decît diametrul conductorului izolat, pentru ca în timpul introducerii conductorului în creștătură (fir cu fir), acesta să poată fi protejat de izolația creștăturii (v. fig. 7.8, *c*).

După raportul dintre deschiderea $a_{s(r)}$ și lățimea b_c ale creștăturii, creștăturile cu pereții paraleli se pot împărți în mai multe tipuri, ca în paragraful 7.4.3 A (deschise, semideschise și semiînchise).

În cazul înfășurărilor în scurtcircuit se pot utiliza și alte forme de creștături, cum ar fi:

- pentru *coliviile normale* și înfășurările de *amortizare* (fig. 10.53 și fig. 13.5);
- pentru *coliviile cu bare înalte* (fig. 10.54, fig. 10.56 și fig. 10.70);
- pentru *coliviile duble* (fig. 10.77);
- pentru *coliviile speciale* (fig. 10.67).

Așezarea conductoarelor profilate și a barelor în creștături se face astfel încât să se obțină o bună utilizare a spațiului creștăturii, reducerea pierderilor suplimentare, caracteristici de pornire și funcționare impuse și o tehnologie de execuție cât mai simplă.

La înfășurările de curent alternativ din conductor profilat se recomandă așezarea conductoarelor în creștătură pe lat (v. fig. 10.16, fig. 11.1 și fig. 14.1), în vederea atât a reducerii pierderilor suplimentare, cât și a simplificării tehnologiei de fabricație.

În cazul înfășurărilor de curent continuu în conductor profilat și al înfășurărilor în bare, din motive tehnologice și de asigurare a valorii inducției magnetice în dinți în anumite limite, conductoarele se pun în creștătură pe înălțime, adică cu dimensiunea mare pe înălțimea creștăturii (v. fig. 8.1, fig. 10.17 și fig. 11.2). Dacă înălțimea barei rezultă prea mare (peste 12—14 mm, la frecvența de 50 Hz), se face divizarea barelor pe înălțimea creștăturii, cu scopul reducerii pierderilor suplimentare datorită refuzării curentului.

La divizarea barelor pe înălțime se impune însă executarea *transpozițiilor* (v. paragraful 5.2.1 și fig. 5.13).

La înfășurările în scurtcircuit ale mașinilor asincrone, barele se așază în creștătură pe înălțime; în acest fel se asigură parametrii de pornire superiori, fără apariția pierderilor suplimentare în funcționare datorită fenomenului de refuzare a curentului în bară, care este cel mai intens la pornire, când frecvența din rotor este mare ($f_2 = sf_1$).

B. Înfășurările satorice ale mașinilor de curent alternativ

Aceste înfășurări sunt caracterizate de următoarele mărimi principale: numărul de creștături Z , numărul de poli $2p$, numărul de faze m , numărul de creștături pe pol și fază q , numărul de spire pe fază w , numărul de căi de curent în paralel pe fază a , pașul principal y_1 și numărul de conductoare în creștătură n_c .

Pentru mașinile asincrone, q trebuie să fie număr întreg și mai mare decât 2; foarte rar q poate fi fracționar, partea fracționară fiind $1/2$ (v. paragraful 10.5.1). La mașinile sincrone însă, q se recomandă să fie număr fracționar; la valori mari ($q \geq 4$) poate fi și număr întreg (v. paragraful 13.4.1).

În cazul mașinilor de curent alternativ de putere mică se folosesc, în mod obișnuit, înfășurări într-un strat, cu bobine din conductor rotund, creștăturile fiind semiînchise, de formă ovală sau trapezoidală.

Prezentarea diferitelor tipuri de înfășurări pentru statoarele mașinilor de curent alternativ este făcută mai pe larg în paragraful 10.8.1.

Sintactic, se poate spune că aceste înfășurări sînt:

● Înfășurări într-un strat:

- a) **cu bobine concentrice** (neegale), care, la rîndul lor, se pot executa:
 - cu capetele frontale așezate în *două etaje* (fig. 10.30, fig. 10.31 și fig. 10.22);
 - cu capetele frontale așezate în *trei etaje*, fiecare etaj fiind constituit din cîte o grupă de $q/2$ bobine (fig. 10.33 și fig. 10.34);
 - cu capetele frontale ale grupelor de q bobine de *aceeași formă* (fig. 10.35 și fig. 10.36);

b) **cu bobine egale sau în lanț** (fig. 10.38 și fig. 10.39). La aceste înfășurări pașul principal trebuie să fie totdeauna *număr întreg impar*.

● **Înfășurări în dublu strat**, care sînt mai frecvent folosite la mașinile de curent alternativ, datorită următoarelor avantaje:

- se pot executa cu pas scurtat în vederea reducerii armonicilor superioare ale tensiunii magnetice;
- scade consumul de material conductor (din cauza scurtării pasului);
- alegerea relativ ușoară a numărului de spire pe fază, pentru solici-tările electromagnetice corespunzătoare.

Aceste înfășurări se pot executa cu bobine de *tip buclat* (fig. 10.45) sau cu bobine de *tip ondulat* (fig. 10.48), cu q număr întreg sau fracționar.

a) **Înfășurările buclate cu $q = \text{număr întreg}$ de creștături pe pol și fază** au $2p$ grupuri de cîte q bobine pe fiecare fază. La mașinile cu înfășurarea din sîrmă (conductor rotund), cele q bobine din fiecare grup se bobinează pe același șablon, cu inserierea directă a bobinelor.

Deoarece q este număr întreg, toate grupele de bobine pot fi legate în paralel, cînd se obține numărul maxim de căi de curent în paralel a , egal cu numărul de poli. Pentru $a < 2p$, grupurile de bobine se leagă în serie-paralel, astfel încît fiecare cale de curent să conțină grupuri de bobine aflate în aceleași condiții de cîmp magnetic.

b) **Înfășurările buclate cu $q = \text{număr fracționar}$ au pe fiecare fază același număr de grupuri mari și grupuri mici de bobine.** Exprimînd $q = a + \frac{b}{c} = \frac{d}{c}$, se pot obține pe fiecare fază a căi de curent în paralel dacă $\frac{2p}{ac} = \text{număr întreg}$.

Împărțirea creștăturilor pe poli și faze se face conform celor prezentate în paragraful 13.4.1.

c) **Înfășurările ondulate cu $q = \text{număr întreg}$ se folosesc în cazul mașinilor de puteri medii și mari, de joasă tensiune și în cazul mașinilor de puteri foarte mari la înaltă tensiune.** Aceste înfășurări se execută din bare și au avantajul unui număr mic (minim) de conexiuni între grupurile de bobine față de înfășurările buclate. Bobinele pot fi din bare continue (fig. 10.48) sau din semibare (fig. 10.49).

Înfășurările cu bobine din sîrmă rotundă (bobine moi) se folosesc numai la joasă tensiune și pot fi:

- cu capetele bobinelor rotunde (fig. 10.41);
- cu bobine dreptunghiulare (fig. 10.42);
- cu bobine trapezoidale (fig. 10.43).

Înfășurările cu bobine din conductor profilat se folosesc atât la mașinile de joasă tensiune (cînd nu sînt izolate), cît și la înaltă tensiune (cînd sînt izolate) și se execută numai în dublu strat. Bobinele de înaltă tensiune, prin izolare, capătă rigiditate destul de bună, motiv pentru care se mai numesc și *secții rigide*.

Dacă înfășurarea este din sîrmă rotundă, într-un singur strat, atunci numărul de conductoare din creștătură n_c poate fi par sau impar.

Dacă înfășurarea este în două straturi, atunci, din motive tehnologice (bobine egale, bobinare mai ușoară), se preferă ca n_c să fie număr par. Această condiție devine obligatorie atunci cînd înfășurarea este din bare.

Uneori, pentru păstrarea solicitărilor electromagnetice în limitele impuse, se poate adopta înfășurarea în două straturi și cu n_c număr impar care conduce la bobine cu număr diferit de spire, denumite bobine *mari* și bobine *mici*, dar trebuie avut grijă ca pasul principal y_1 al înfășurării să fie număr impar; poate fi și număr întreg par, însă $y_1/2$ să fie număr întreg impar. În acest fel în fiecare creștătură se află o latură de bobină mare și o latură de bobină mică (v. paragraful 10.5.2 și fig. 10.18).

C. Înfășurările rotorice ale mașinii asincrone

Deoarece sînt supuse la solicitări mecanice deosebite, înfășurările rotorice sînt astfel realizate încît să aibă o bună consolidare mecanică atât în partea activă, cît și în părțile frontale.

a) **Înfășurarea rotorului bobinat.** La mașinile asincrone de putere mică, înfășurarea se construiește din conductor rotund, într-un strat sau în două straturi, creștăturile fiind semiînchise (înfășurare din sîrmă).

Pentru mașinile de puteri medii și mari se folosește, în majoritatea cazurilor, înfășurarea din bare, plasată în creștături semiînchise cu pereți paraleli (fig. 10.17, b). Înfășurarea este de tip ondulat, în dublu strat, cu $q =$ număr întreg și pasul principal y_1 egal cu pasul diametral y_2 . Acest tip de înfășurare necesită un număr minim de conductoare pentru conexiunile între grupurile de bobine, iar dispunerea acestora cît și a capetelor înfășurării (bornele) trebuie să se facă astfel, încît să se asigure și o echilibrare mecanică cît mai bună a rotorului.

La realizarea înfășurării, după fiecare parcurgere a periferiei rotorului (la această înfășurare sînt q parcurgeri într-un sens și q parcurgeri în sens invers), se face scurtarea pasului secundar cu o creștătură, pentru a nu se închide în scurtcircuit înfășurarea și pentru a inseria toate bobinele fazei respective.

Uneori, pentru rotoarele bobinate ale unor mașini asincrone produse în serie, apare necesitatea utilizării înfășurării ondulate cu $q =$ număr fracționar ($q = \frac{d}{c}$). Dacă este necesar a avea și a_2 căi de curent în paralel, trebuie îndeplinită condiția $\frac{2p}{a_2 c} =$ număr întreg.

Cînd creștăturile sînt semiînchise, înfășurarea se realizează din semibare formate numai la un capăt (fig. 10.49, c), iar celălalt capăt se formează după introducerea în creștătură, introducere care se face pe la un capăt (frontal) al rotorului. Semibarele se inseriază la capete fie prin lipitură (de obicei li-

pitură tare), fie cu ajutorul mufelor (fig. 5.12 și fig. 11.4), fie direct, fără mufe, însă cu adăuse între bare, care să compenseze distanța dintre acestea, egală cu grosimea izolației între straturi.

b) **Înfășurarea rotorului în scurtcircuit**, numită și *înfășurare în colivie*, se realizează din bare neizolate, plasate în creștături semiînchise de diferite forme și scurtcircuitate la cele două părți frontale ale rotorului cu inele.

În funcție de forma constructivă a barelor, dictată de puterea și caracteristicile mașinii, se disting trei tipuri de colivii (descrierea lor pe larg este prezentată în paragraful 10.6.1 B):

— *colivie normală sau simplă*, executată din bare rotunde sau dreptunghiulare cu raportul $\frac{h}{b} < 3 \div 4$ (s-a notat cu h înălțimea barei și cu b

grosimea). Această soluție este folosită la motoarele de puteri mici, forma barelor fiind dată în figura 10.23. O utilizare frecventă o are colivia turnată din aluminiu, datorită avantajelor tehnologice (productivitate mare);

— *colivie cu bare înalte*, utilizată la motoarele de puteri medii și mari. Barele, din aluminiu sau cupru, pot fi dreptunghiulare cu $\frac{h}{b} \geq 4$ sau de alte forme (v. fig. 10.24, fig. 10.54, fig. 10.55 și fig. 10.71);

— *colivie dublă* (fig. 10.25 și fig. 10.77), formată dintr-o colivie superioară (de pornire) din alamă sau aluminiu, de secțiune mică și o colivie inferioară (de funcționare) din cupru sau aluminiu, de secțiune mare.

Pentru a evita dezlipirea barelor datorită solicitărilor determinate de încălzirile și dilatăriile diferite ale celor două colivii, se impune ca inelele de scurtcircuitare să fie separate (fig. 10.25, a) adică fiecare colivie să aibă inelele ei, deoarece colivia de pornire este mai solicitată pe perioada pornirii, iar colivia de lucru în perioada funcționării mașinii, ceea ce înseamnă că dilatăriile sînt diferite în timp.

D. Înfășurările de excitație ale mașinilor sincrone cu poli înecați și în variantă combinată

Aceste înfășurări se execută, de regulă, din conductor profilat izolat sau din bare, în felul acesta asigurîndu-se un coeficient de umplere a creștăturilor cît mai bun.

Înfășurările sînt sub formă de bobine concentrice (fig. 13.20 și fig. 14.8), iar așezarea conductoarelor în creștătură este într-un strat, cu latura mare pe lățimea creștăturii (fig. 13.20, a). Dacă numărul de spire este mare, înfășurarea de excitație se poate realiza și prin așezarea conductoarelor pe două rînduri, cu folie izolantă în Z între acestea (fig. 5.15).

La mașinile sincrone cu poli înecați, de mare putere (turbogeneratoare), înfășurarea de excitație se execută din bare de cupru îndoit pe muchie și așezate pe lat în creștătură (v. poz. I în fig. 12.1, c, e, f, g și h). Fiecare bară se izolează separat sau se prevăd fișii izolante între spire; în ambele cazuri se face și izolarea față de pereții creștăturii, cu folie izolantă sau cu teacă izolantă obținută prin micșinare.

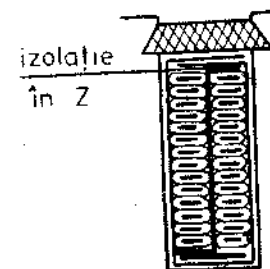


Fig. 5.15. Dispunerea conductoarelor înfășurării de excitație în creștătură pe lat, însă pe două rînduri și izolația în Z.

În cazul turbogeneratoarelor cu puteri peste 150 MVA, barele înfășurării de excitație se prevăd cu orificii transversale (poz. 3 în fig. 12.1, c) sau longitudinale (poz. 2 în fig. 12.1, e, f, g și h) pentru circulația mediului de răcire.

E. Înfășurările de amortizare sau de pornire în asincron ale mașinilor sincrone

Aceste înfășurări se execută din bare neizolate, plasate în piesele polare ale polilor aparenti (fig. 13.5, d) sau ale rotorului în variantă combinată (fig. 13.7, c), respectiv în dintele mare al mașinilor cu poli înecați (fig. 13.5, b și fig. 14.9).

Barele, de secțiune circulară sau dreptunghiulară, se execută din cupru — pentru înfășurarea de amortizare a generatoarelor sincrone și din alamă sau cupru — pentru înfășurarea de pornire a motoarelor sincrone. Barele dreptunghiulare se așază pe înălțime în creștătură și sînt avantajoase pentru motoare, deoarece la pornire este prezent fenomenul de refluxare a curentului cu efecte favorabile asupra parametrilor de pornire; în același timp se reduce mai puțin secțiunea dintelui mare, menținînd inducția magnetică în limite (de obicei sub 1,85 T).

La motoarele sincrone de puteri mari ($P_N > 1$ MW), alimentate de la convertitoare statice de frecvență și tensiune, se folosesc colivii de amortizare cu barele executate din conductoare izolate, în paralel și transpuse (v. fig. 5.13, b). În acest fel se reduc pierderile suplimentare produse de armonicile superioare de timp ale cîmpului electromagnetic.

La turbogeneratoare, de regulă, înfășurarea de amortizare se realizează din bare de cupru neizolate, plasate pe lat sub pene (poz. 5 în fig. 12.1, g și h) atît în creștăturile bobinate, cît și în cele din dintele mare. Barele se îndoaie pe muchie la capetele frontale și se suprapun cu cele vecine, formînd, în funcționare, inele de scurtcircuitare complete, datorită presării acestor capete de către forța centrifugă (care este foarte mare) pe inelele (capele) frontale de consolidare.

În majoritatea cazurilor se utilizează, pentru scurtcircuitarea barelor, inele complete, obținute prin unirea între ele a segmentelor de inel de pe poli (v. fig. 13.31 și fig. 14.9).

În unele cazuri, motoarele sincrone se execută cu rotorul avînd fie poli masivi, fie numai piesele polare masive, care țin loc și de colivie de pornire; pentru îmbunătățirea caracteristicilor de pornire însă, piesele polare masive se unesc între ele cu inele de scurtcircuitare de cupru sau de alamă. Dezavantajul acestei construcții constă în faptul că, la mașinile cu creștăturile statorului deschise, apar pierderile de suprafață foarte mari în aceste piese polare masive, care se pot încălzi uneori (la mașinile de înaltă tensiune și cu întreg fier mai mic) chiar pînă la înroșire. Aceste încălziri excesive se constată vizual după culoarea pieselor polare (la demontarea mașinii) sau imediat la oprirea rotorului, prin creșterea temperaturii înfășurării de excitație (li crește rezistența).

F. Înfășurările indusului mașinilor de curent continuu

Aceste înfășurări sînt caracterizate de următoarele mărimi principale: numărul de poli $2p$, numărul de creștături Z , numărul de secții S , egal cu numărul lamelelor de colector K , numărul de spire pe secție w_s , numărul de laturi de secție pe fiecare strat al creștăturii sau numărul de creștături elementare într-o creștătură reală u , numărul de perechi de căi de curent în paralel a , ordinul de multiplicitate al înfășurării m și pașii înfășurării (principal — y_1 , secundar y_2 și rezultat y).

Elementul de bază al înfășurării îl constituie secția, formată din totalitatea conductoarelor legate în serie între două lamele de colector consecutive din punct de vedere electric (la înfășurarea buclată simplă sînt și consecutive fizic, adică una după alta). Aceste înfășurări, fiind specifice mașinilor de curent continuu, se mai numesc și *înfășurări de curent continuu*. Se întîlnesc, de asemenea, pe indusul mașinilor de curent alternativ cu colector.

Se execută în dublu strat, iar din motive de comutație se adoptă $w_s \leq 3$.

Secțiunea conductoarelor rezultă în funcție de curentul pe calea de curent și de densitatea de curent admisă, acestea fiind determinate de puterea nominală a mașinii, de numărul de căi de curent în paralel și de posibilitățile de răcire.

De mărimea secțiunii conductorului depinde tipul constructiv al înfășurării și al creștăturii (v. paragraful 7.4.3 și tabelul 7.4).

După forma constructivă a secțiilor și după modul de conectare a lor, se deosebesc:

- a) înfășurări buclate (fig. 5.16, a și fig. 5.17, a);
- b) înfășurări ondulate (fig. 5.16, b și 5.17, b);
- c) înfășurări combinate sau „tip broască” (fig. 5.18, a).

Înfășurările buclate și ondulate pot fi:

- simple, adică $m = 1$ (fig. 5.16);
- multiple, adică $m > 1$ ($m = 2$ în fig. 5.17).

Înfășurările buclate se execută, în mod obișnuit, la dreapta, adică după parcurgerea unei secții se ajunge la o lamelă de colector situată cu m lamele în dreapta celei de la care s-a plecat, iar cele ondulate se execută la stînga,

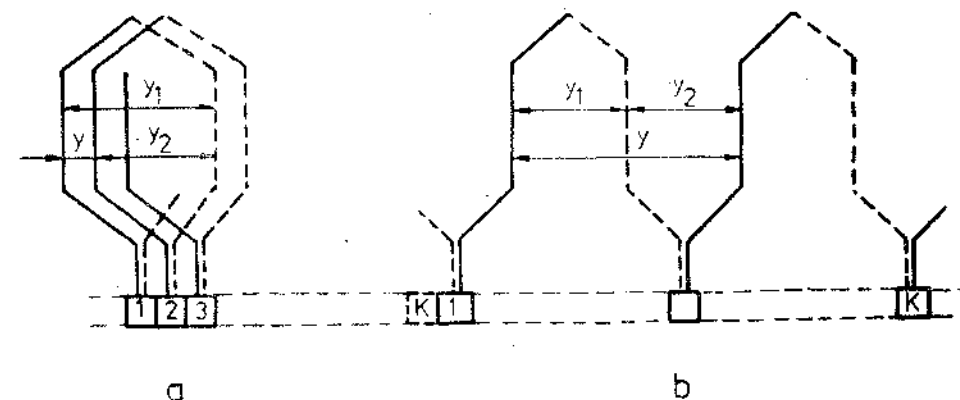


Fig. 5.16. Forme ale înfășurărilor de curent continuu simple ($m = 1$):

a — buclată simplă; b — ondulată simplă.

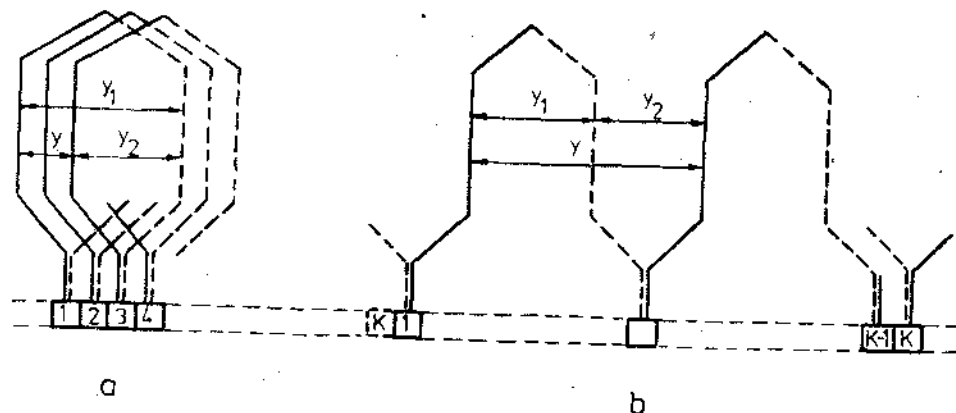


Fig. 5.17. Forme ale înfășurărilor de curent continuu multiple (duble, $m = 2$):
a — buclată multiplă (dublă); b — undulată multiplă (dublă).

adică după ce s-a parcurs odată periferia rotorului spre dreapta se ajunge la o lamelă de colector situată cu m lamele în stînga celei de la care s-a plecat; din această cauză ele se mai numesc *normale* sau *neîncrucișate*, deoarece laturile secțiilor nu trec una peste alta.

Înfășurările combinate au avantajul că elimină necesitatea legăturilor echipotențiale (v. punctul G) și sînt formate, în mod normal, dintr-o înfășurare buclată simplă ($2a_0 = 2p$) și o înfășurare undulată multiplă de ordinul m_0 ($2a_0 = 2m_0$), racordate la același colector. Ordinul de multiplicare al înfășurării ondulate rezultă din condiția obligatorie ca cele două înfășurări să aibă același număr de căi de curent în paralel, adică $2a_0 = 2a_0$ și deci $m_0 = p$.

Cea mai utilizată este înfășurarea combinată tip Latour (v. fig. 5.18).

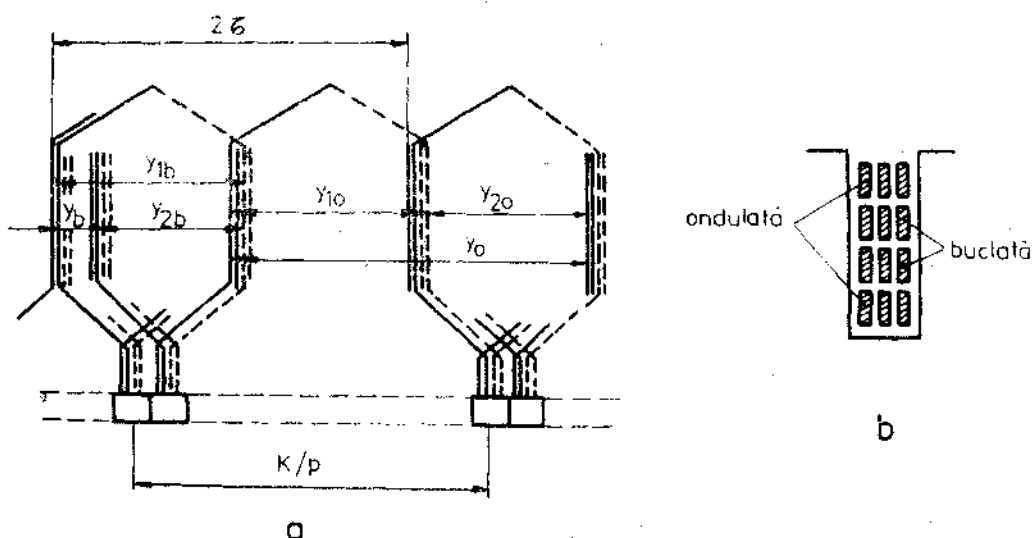


Fig. 5.18. Înfășurarea combinată tip Latour sau „tip broască”:
a — schema secțiilor și pașii înfășurărilor componente; b — dispunerea laturilor secțiilor în creștături.

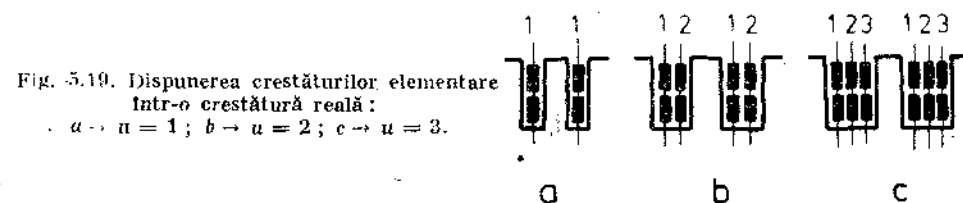


Fig. 5.19. Dispunerea creștăturilor elementare într-o creștătură reală:
a — $u = 1$; b — $u = 2$; c — $u = 3$.

Indicații privind numărul de căi de curent în paralel, condițiile de simetrie și calculul pașilor înfășurărilor de curent continuu sînt date în paragraful 7.4.1.

Două laturi de secție suprapuse în aceeași creștătură (aflate în straturi diferite) formează o *creștătură elementară* (adică o latură de ducere și una de întoarcere).

Într-o creștătură reală (fizică) pot fi conținute o creștătură elementară, cînd $u = 1$ (fig. 5.19, a) sau mai multe creștături elementare, cînd $u > 1$ (fig. 5.19, b și c). Dacă Z este numărul de creștături, atunci $K = S = uZ$.

Cel mai frecvent, înfășurările se execută cu $u \leq 4$ (foarte rar u ia valori mai mari decît 4).

Dacă pasul principal al înfășurării, exprimat în creștături reale $y_{1r} = \frac{y_1}{u}$, este număr întreg, se obține o înfășurare cu secții egale (fig. 5.20, a), iar dacă este număr fracționar, rezultă o înfășurare în trepte (fig. 5.20, b), cînd secțiile nu mai sînt egale.

Înfășurarea în trepte are o tehnologie mai complicată, însă este avantajoasă din punct de vedere al comutației, deoarece inducția mutuală dintre secțiile care comută simultan este mai mică (laturile lor de întoarcere se află în creștături diferite).

Uneori, în cazul înfășurării ondulate (cînd $u =$ număr par, $m =$ număr impar și $p =$ un număr par), se obține pasul rezultat $y = \frac{K-m}{p}$ diferit

de număr întreg, făcînd imposibilă executarea înfășurării. Dacă prin eliminarea unei secții rezultă $y =$ număr întreg, atunci înfășurarea ondulată se numește cu *secțiune moartă* sau *oarbă* (fig. 5.21). Secțiunea moartă se plasează pe rotor, în vederea echilibrării mecanice a acestuia și consolidării în creștătură, dar nu se leagă la colector, deoarece numărul lamelor de colector este mai mic decît al secțiilor.

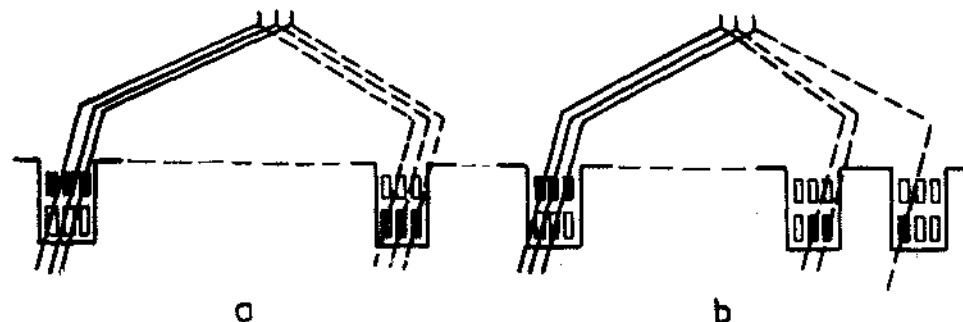


Fig. 5.20. Bobine ale înfășurărilor cu $u = 3$:
a — cu secții egale; b — cu secții în trepte.

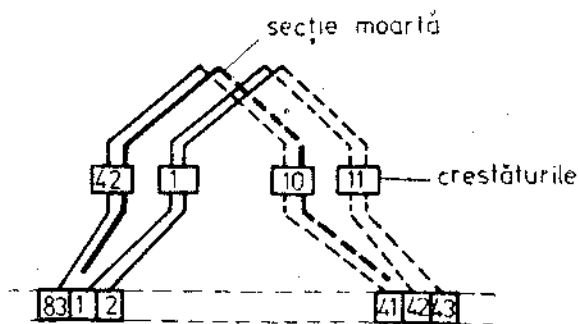


Fig. 5.21. Schema practică, cu evidențierea secției moarte, a unei înfășurări ondulate cu secție moartă, având datele:
 $Z = 42$; $2p = 4$; $u = 2$; $S_{indat} = 2Z = 84$; $S = K = S_{totat} - 1 = 83$; $y_1 = 10$; $y = 41$.

În cazul înfășurării din bare cu secțiunea mare, din motive tehnologice și pentru limitarea pierderilor suplimentare în înfășurare, se impune divizarea barei în conductoare elementare. Când bara este divizată pe înălțime, este necesar să se facă *transpoziția conductoarelor elementare*. Transpoziția se face pe porțiunea activă (adică din crestătură), așa cum se indică în figura 5.13, astfel încât fiecare fir în paralel să ocupe toate pozițiile pentru aceeași porțiune din lungimea activă a miezului.

La bobinele din bare continue nu mai este necesară efectuarea separată a transpozițiilor, deoarece se realizează așa zisa *transpunere naturală*, adică prin îndoirea bobinei la capăt se schimbă și poziția (ordinea) firelor în paralel, așa cum se indică în figura 5.22 (în latura de ducere firul l este sus și firul l' jos, iar în cea de întoarcere invers, l' sus și l jos).

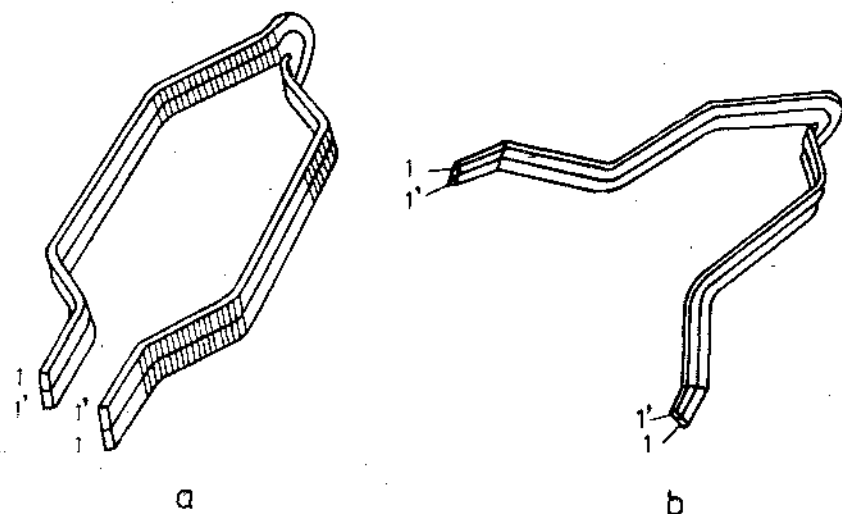


Fig. 5.22. Schimbarea poziției conductoarelor elementare (transpunerea naturală) la capătul frontal, pentru secțiile din bare continue:
 a — înfășurare buclată; b — înfășurare ondulată.

G. Legăturile echipotențiale

În cazul înfășurărilor buclate, datorită excentricității rotorului față de stator sau a neomogenității circuitului magnetic, t.e.m. induse în conductoarele din diferitele căi de curent pot avea valori diferite, provocând apariția unor curenți de circulație în interiorul înfășurării, cu efecte negative, în special asupra comutației. Pentru a evita această situație, înfășurarea indusului se echipează cu **legături (conexiuni) echipotențiale de ordinul întâi**, acestea constând din conductoare ce leagă puncte ale înfășurării, care în mod normal ar trebui să aibă același potențial.

Legăturile echipotențiale de ordinul întâi au, deci, rolul să diminueze influența nesimetriilor magnetice ale diferitelor perechi de poli sub care se află căile de curent în paralel.

La înfășurările multiple este posibil ca anumite perii să nu realizeze un contact bun cu toate lamelele, ceea ce provoacă o nesimetrie a curenților pe căile de curent. De asemenea, nici repartitia potențialelor între lamelele de colector nu este uniformă. Pentru a preîntîmpina aceste neajunsuri, se prevăd **legături echipotențiale de ordinul doi**, care leagă puncte aparținând la circuite distincte ale înfășurării multiple, dar care teoretic ar trebui să aibă același potențial. Legăturile echipotențiale de ordinul doi au, deci, rolul de a înlătura nesimetriile între circuitele independente sau între căile de curent ale înfășurării, puse în paralel prin perii.

Legăturile echipotențiale se prevăd la mașinile de puteri medii și mari. La mașinile care au condiții grele de funcționare, se prevede numărul maxim posibil de legături echipotențiale, iar la mașinile normale se prevăd legături echipotențiale, fie la aproximativ $1/3$ din numărul secțiilor — când $u = 1$ — fie o legătură echipotențială la u secții — când $u > 1$.

Aceste legături se execută sub formă de inele sau de înfășurare (poz. 3 în fig. 5.23) și se plasează în zona frontală a înfășurării, fie de partea colectorului (fig. 5.23, a), fie în partea opusă colectorului (fig. 5.23, b). Cele executate în partea opusă colectorului sînt mai bine răcite și se pot demonta mai ușor în cazul unor defecțiuni, însă necesită execuția înfășurării din semibare, cu mufe de inseriere (poz. 2 în fig. 5.23, b).

Secțiunea conductorului pentru legăturile echipotențiale se adoptă constructiv cam la aproximativ $1/3$ din secțiunea conductorului real al înfășurării respective (nu a firelor în paralel).

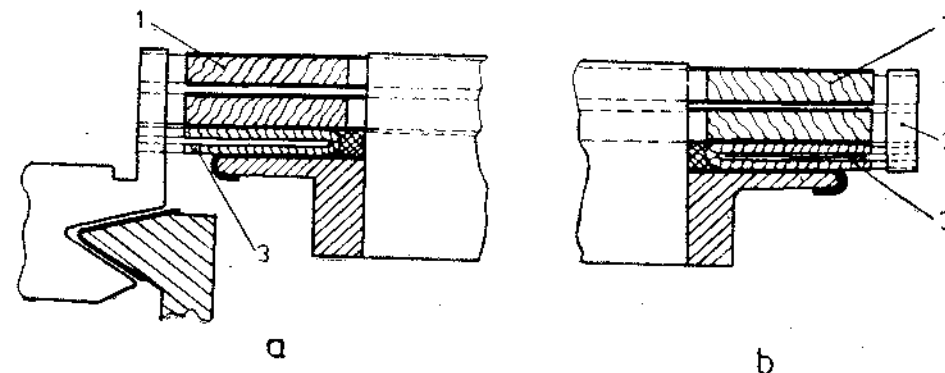


Fig. 5.23. Dispunerea legăturilor echipotențiale:
 a — în partea colectorului; b — în partea opusă colectorului.

H. Înfășurarea de compensație

Înfășurarea de compensație are rolul să compenzeze efectul demagnetizant al reacției indusului și se prevede atât la mașinile de curent continuu cu gama largă de reglaj a vitezei de rotație, cât și la cele cu reversări frecvente ale sensului de rotație sau cu șocuri de sarcină în funcționare.

Spira înfășurării de compensație se compune din două bare rectilinii, izolate, care sînt introduse în creștăturile practicate în piesele polare (fig. 5.9 și fig. 7.36) a doi poli principali vecini și sînt legate între ele cu benzi de cupru neizolate (fig. 5.24, b), îndoită sub formă de arc. Barele pot fi dreptunghiulare (profilate), ovale sau circulare (fig. 5.24, a).

Înfășurarea de compensație se poate face, cel mai frecvent și din bare dreptunghiulare divizate în două pe lățime, formate în „U” la un capăt, iar la celălalt capăt se formează (se îndoaie) după introducerea, pe la capătul frontal al polilor principali vecini, în creștăturile semiînchise (fig. 5.24, c). Conexiunile dintre spire se fac de obicei prin lipitură tare (sudură).

Schema de inseriere a spirelor înfășurării de compensație este indicată în figura 7.37.

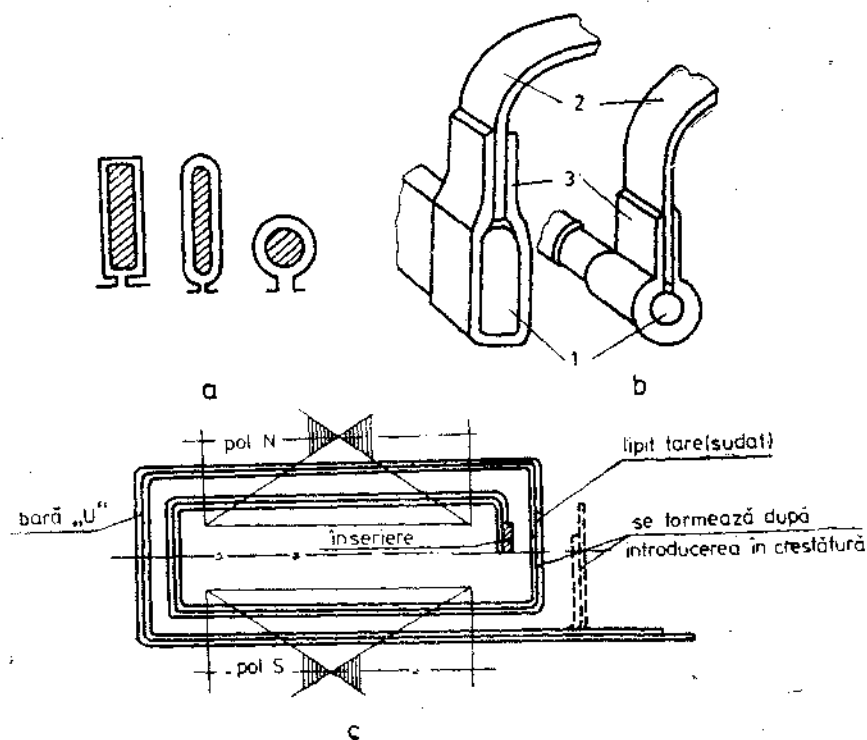


Fig. 5.24. Elementele înfășurării de compensație:

a — forma barelor și creștăturilor; b — conexiunile între bare, cu benzi de cupru; c — bare în formă de U comune cu legăturile dintre ele; 1 — bare; 2 — benzi pentru conexiuni; 3 — mușe.

5.3. SISTEME DE CONSOLIDARE A ÎNFĂȘURĂRILOR

În exploatare, înfășurările mașinilor electrice sînt supuse la diferite solicitări mecanice, determinate de forțele centrifuge — în cazul celor plasate pe rotor — sau de forțele electrodinamice care apar la curenți mari.

Pentru prevenirea deformării înfășurărilor și a deteriorării izolației, se folosesc diferite sisteme de consolidare, a căror construcție depinde atât de porțiunea consolidată, cât și de forma constructivă a înfășurării (bobinelor).

5.3.1. CONSOLIDAREA ÎNFĂȘURĂRILOR ROTORICE

Modul de consolidare a înfășurărilor rotorice depinde de turația rotorului, de puterea mașinii și de construcția înfășurării (sub formă de bobine repartizate sau de bobine concentrate plasate pe poli).

A. Bandajele de consolidare

Consolidarea exterioră a capetelor frontale ale înfășurărilor repartizate, plasate pe rotor se face cu ajutorul bandajelor, care pot fi realizate din sîrmă metalică cu diametrul mai mic de 3 mm sau din *bandă izolantă de fretare*, cu rezistență mecanică foarte mare.

Susținerea la partea interioară a capetelor frontale ale bobinelor este asigurată de inele de susținere, care servesc și la stringerea miezului feromagnetic (v. fig. 5.7, poz. 3 și fig. 21.14).

Bandajele metalice se realizează din sîrmă de oțel magnetic, oțel nemagnetic sau din bronz, iar pentru prevenirea destrămării lor pe lățime, se cositoresc în întregime și cu ajutorul unor scoabe (cleme) din tablă (v. fig. 2.14), care se cositoresc și ele de bandaj. Aceste bandaje metalice au dezavantajul că măresc cîmpul magnetic de scăpări al înfășurării în zona frontală (cele magnetice) și sînt sediul unor pierderi suplimentare (atît cele magnetice cît și celelealte), motiv pentru care se folosesc din ce în ce mai rar.

Utilizarea bandajelor pentru consolidarea pe porțiunea activă a înfășurării rotorice, se face foarte rar și numai la mașinile de curent continuu mici, cu creștături deschise și de turație mare. În mod obișnuit, în acest caz bandajul se așează într-un canal inelar special obținut din tole cu diametrul mai mic decît al rotorului.

Sub bandajele metalice se pune un strat izolant din micanită flexibilă sau alt material izolant, corespunzător clasei de izolație folosită, cu grosimea de 1 — 1,5 mm.

În ultimul timp, bandajul de consolidare a înfășurărilor rotorice se execută din *bandă de fretare* cu fire de sticlă, numită și *bandă polyglas*. Acest bandaj înlocuiește cu mult succes bandajul din sîrmă, fără a avea dezavantajele enumerate mai sus, deoarece materialul este electroizolant.

La plasarea bandajelor trebuie avută în vedere și limitarea opturării circulației aerului de răcire prin acea zonă, dacă se consideră zona ventilată, motiv pentru care lățimea bandajelor nu trebuie să depășească 15 — 20 mm în partea activă și 40 mm în partea frontală; în caz că lățimea nu este suficientă din punct de vedere mecanic atunci se folosesc mai multe transoane cu lățimea de 40 mm, distanțate între ele.

În cazul turbogeneratoarelor și al motoarelor de turație foarte mare se folosesc *bandaje masive*, turnate sau forjate (v. poziția 7 în fig. 12.1, i, j, k), numite și *cape de consolidare frontală*. La rotoarele motoarelor de curent continuu și asincrone de turație foarte mare se folosesc bandaje masive din bronz turnat, iar la turbogeneratoare se folosește, de regulă, oțelul nemagnetic. Inelele de centrare a bandajelor (poz. 3 în fig. 12.1, i, j, k) se fixează de rotor cu un ajustaj mai strins și cu șuruburi.

B. Penele de creștătură

În mod obișnuit, porțiunea activă a înfășurărilor se consolidează în creștături cu ajutorul penelor de creștătură, în felul acesta influența negativă a bandajelor asupra răcirii și pierderilor suplimentare fiind redusă sau anulată. Penele, realizate din sticlătextolit — pentru clasele F și H — sau din pertinax și lemn tare (foarte rar) — pentru clase inferioare — au dezavantajul scăderii utilizării creștăturii și, în general, sînt mai scumpe decît bandajele.

Forma secțiunii penelor de creștătură este, de obicei, asemănătoare cu una din cele prezentate în figurile 8.1, 10.16, 10.17, 21.13 și în figura 10-III din anexa 10.

Penele pentru consolidarea înfășurării de excitație a turbogeneratoarelor se confecționează din aliaje nemagnetice (bronz cu aluminiu, alămă, oțel cu crom-nichel) sau din oțel (mai rar) și au forma prezentată în figura 12.1 (poziția 6).

C. Consolidarea bobinelor polare

Prinderea polilor rotorului se face conform celor prezentate în paragraful 5.1.2.

În timpul cînd rotorul este în mișcare, spirele bobinelor înfășurării de excitație plasate pe poli aparent sînt supuse acțiunii forței centrifuge. Așa cum se indică în figura 21.15, forța care acționează asupra părții liniare a spirelor are o componentă tangențială, care solicită spirele la întindere, putînd produce umflarea acestora. Pentru prevenirea acestui fenomen, între bobine se așază distanțoare interpolare (piese de fixare).

Tipul distanțoarelor și modul de fixare a acestora se alege în funcție de spațiul disponibil dintre bobine. La mașinile cu distanță mare între bobine se utilizează distanțoare fixate cu ajutorul șuruburilor în corpul (butucul) rotorului (fig. 13.9, a și fig. 21.15), iar în cazul cînd spațiul dintre bobine este mic se folosesc distanțoare care se sprijină pe capetele pieselor polare, cu acțiune de pană (fig. 13.19, b).

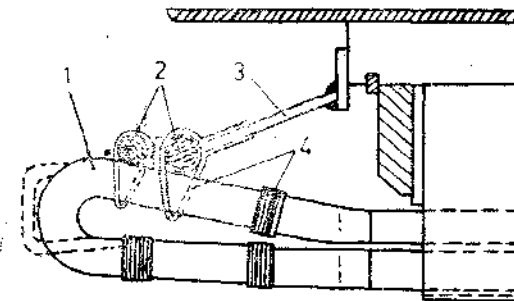
În cazul mașinilor cu viteze de rotație mari și cu distanțe mari între bobine se folosesc distanțoare combinate, care îmbină cele două soluții.

În general, pentru executarea distanțoarelor este recomandabil să se folosească materiale nemagnetice (alămă, bronz, aluminiu, siluminu).

Consolidarea bobinelor polare la acțiunea forței centrifuge, în partea frontală, se face cu ajutorul pieselor frontale de strîngere a polilor din tole, piese care au la partea superioară o prelungire ce depășește lățimea bobinei în direcție axială (v. fig. 13.21, a și d).

Fig. 5.25. Consolidarea capetelor frontale ale înfășurărilor statorice din bobine repartizate:

1 — capătul bobinei; 2 — inelele izolate, de consolidare; 3 — piesă de susținere; 4 — sfoară de consolidare.



5.3.2. CONSOLIDAREA ÎNFĂȘURĂRILOR STATORICE

În condiții normale de funcționare, partea activă din înfășurarea statorică aflată în creștături este puțin solicitată din punct de vedere mecanic. Fixarea în creștături se face cu ajutorul penelor, care în acest caz sînt de secțiune (grosime) mai mică decît la rotoare, iar în cazul mașinilor de lungime mare se fac divizate pe lungime (pentru ușurarea introducerii în creștături), lungimea totală a penelor fiind mai mică decît a miezului. La miezurile divizate se pune câte o pană de lungimea unui pachet, la intervale de 2—3 pachete de tole.

Consolidarea capetelor frontale ale înfășurării statorice trebuie astfel realizată încît să reziste la solicitările electrodinamice produse de curenții de scurtcircuit (la generatoare) sau de curenții de pornire (la motoare). Forțele electrodinamice tind să deformeze capetele frontale spre exterior, de aceea, acestea se consolidează în partea exterioară cu ajutorul unor inele metalice izolate, din oțel sau din material nemagnetic (poziția 2 în fig. 5.25).

La mașinile de puteri mari și cu număr mic de poli, capetele frontale ale înfășurărilor au lungime relativ mare și se impune și rigidizarea inelelor față de carcasă cu ajutorul unor piese de susținere (poziția 3 în fig. 5.25).

Consolidarea capetelor de bobine între ele și față de inele se face cu sfoară din fire de sticlă sau de textile (poziția 4 în fig. 5.25), însă în clasă de izolație corespunzătoare.

În cazul bobinelor polare plasate pe stator, consolidarea se face cu ajutorul ramelor izolante și metalice (poz. 4 și 6 în fig. 5.14) sau prin lipire cu lac de impregnare.

OBSERVAȚIE. Pentru toate tipurile de înfășurări, prin impregnare, pe lângă îmbunătățirea proprietăților electroizolante, se obține și o rigidizare și consolidare mecanică suplimentară a acestora.

5.4 CARCASELE MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE

5.4.1. GENERALITĂȚI

Carcasele reprezintă acele părți ale mașinilor electrice rotative pe care se fixează sistemul de poli sau miezul feromagnetic statoric împreună cu înfășurările corespunzătoare. La mașinile mici și mijlocii, la care lagărele sînt

înglobate în scuturi, carcasele servesc atât la fixarea rotorului în stator, cât și la prinderea întregii mașini pe fundația respectivă prin intermediul unor tălpi de așezare și fixare.

Diametrul carcasei depinde de puterea și turația mașinii, iar valoarea acestui diametru se stabilește în funcție de dimensiunile rezultate din calcul, dar astfel încât înălțimea axei de rotație a rotorului, adică a capătului arborelui față de nivelul tălpilor de prindere, să se încadreze în anumite valori normalizate, prevăzute în STAS 2741-68.

În general, carcasele mașinilor electrice rotative îndeplinesc următoarele sarcini :

- constituie suportul miezului feromagnetic statoric, al scuturilor port-lagăr și al răcitorului și filtrului de aer (când acestea există), servind deci și la fixarea mașinii de fundație sau postament ;

- preiau cuplul mecanic de reacțiune al mașinii pe care îl transmit fundației respective ;

- reprezintă o parte a circuitului magnetic, în cazul mașinilor de curent continuu și sincrone în construcție inversă (jugu statorului) ;

- sînt elemente de protecție împotriva prinderii apei și a obiectelor solide sau față de eventuale explozii, datorite anumitor medii în care funcționează (în funcție de tipul de protecție) ;

- conduc fluidul de răcire pe căi corespunzătoare, iar în cazul unor mașini închise mici și mijlocii, transmit căldura în exterior cu ajutorul unor nervuri sau țevi de răcire.

Forma constructivă a carcasei depinde de mai mulți factori, cei mai importanți fiind : poziția axei mașinii (orizontală sau verticală), tipul de protecție (v. paragraful 1.2), datele nominale, felul curentului (mașini de c.c. sau de c.a.), volumul producției și sistemul de ventilație și răcire, care de regulă este în strînsă corelare cu tipurile de protecție.

În mod obișnuit, secțiunea transversală a carcaselor este cilindrică (fig. 5.27 ÷ 5.30), iar în cazurile în care este necesar să se reducă gabaritul mașinilor de curent continuu, se utilizează carcasă de formă polygonală (fig. 5.31).

În cazul mașinilor cu diametrul mare, din motive de transport, carcasa se execută *secționată* din două sau mai multe segmente (în special la cele de curent continuu și hidrogeneratoare), care se prind între ele prin buloane și sînt ghidate cu ajutorul unor știfturi (poziția 2 în fig. 5.26).

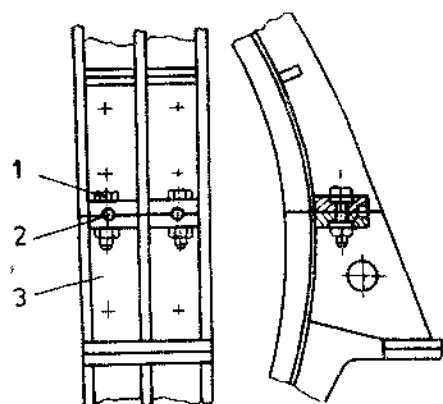


Fig. 5.26. Asamblarea carcaselor secționate :
1 — bulon de strângere ; 2 — știft de ghidare ; 3 — segment de carcasă.

La mașinile cu diametrul exterior pînă la 1,5 m, se utilizează scuturi portlagăr fixate de carcasă, iar carcasa reprezintă în acest caz scheletul de rigiditate al întregii mașini ; dimensionarea carcasei se face ținînd cont atât de masa totală a mașinii, cât și de eforturile produse de cuplul maxim și de cuplajul prin care se transmite cuplul (direct, prin curea sau roți dințate). Pentru mașinile cu diametre mai mari se folosesc suporturi

separați pentru lagăre (fig. 5.40), fixați direct pe placa de fundație, iar carcasele suportă numai greutatea statorului și efortul produs de cuplul maxim al mașinii.

Carcasele mașinilor rotative orizontale sînt prevăzute cu tălpi (poziția 5 în fig. 5.27 și poziția 8 în figurile 5.28 și 5.31) pentru prinderea pe gîsiere sau pe placa de fundație. În cazul mașinilor verticale, carcasa se execută cu flanșă înelară lărgită prin care trec șuruburile de fixare (v. fig. 1.14).

Carcasele trebuie să aibă atât rigiditate cât și rezistență mecanică corespunzătoare, pentru a putea suporta solicitările la care sînt supuse în timpul prelucrării, transportului, montării și în timpul funcționării mașinii. În cazul unei rigidități insuficiente, săgeata carcasei determină neuniformitatea întrefierului, iar rezistența scăzută face posibilă apariția unor deformări permanente în timpul funcționării și frecarea rotorului de stator.

Sub acțiunea cuplului pulsator al motorului primar sau a cuplului de sarcină, se pot produce vibrații ale carcaselor, amplitudinea acestora fiind foarte mare în cazul fenomenului de rezonanță, cînd frecvența forței care produce oscilațiile coincide cu frecvența proprie a carcasei (de exemplu, la mașinile de curent alternativ după cum se știe frecvența forței electromagnetice este egală cu de două ori frecvența f_1 a tensiunii).

Ca material pentru carcasse se folosesc aliaje pe bază de aluminiu (foarte rar, la mașinile mici), fonta și oțelul, iar execuția se face prin turnare sau prin sudare.

La proiectarea construcției carcaselor se urmărește reducerea manoperei de execuție prin reducerea suprafețelor ce trebuie prelucrate și a adaosurilor de prelucrare, obținerea unei greutăți cît mai mici și îndeplinirea cerințelor legate de rezistență și rigiditate mecanică.

Principalele suprafețe ale carcasei care trebuie prelucrate sînt : suprafața interioară în care se fixează miezul feromagnetic, suprafețele frontale cu care vin în contact direct scuturile și suprafețele tălpilor de susținere.

În funcție de construcția mașinii și de tipul de protecție, pe carcasă se prevăd (v. fig. 5.28) : suprafețele 6 care pot constitui ferestre de asamblare cu răcitorul sau filtrul de aer (la carcassele închise, cînd ferestrele 7 sînt astupate), ferestrele 7 protejate de rame cu plase sau jaluzele pentru circulația aerului (la mașinile protejate, caz în care ferestrele 6 se astupă), locașul 3 de fixare a plăcilor și cutiilor de borne, inelele de ridicare 4 și tălpile de prindere 8. În cazul mașinilor închise și fără răcitor separat, carcasa este prevăzută cu aripioare (poz. 2 în fig. 5.27) pentru mărirea suprafeței de cedare a căldurii în mediul exterior.

5.4.2. CARCASELE MAȘINILOR DE CURENT ALTERNATIV

Aceste carcasse reprezintă partea mașinii în care se assemblează miezul feromagnetic statoric, avînd doar rol mecanic. Lungimea carcasei este mai mare decît a miezului statoric cu spațiul corespunzător capetelor frontale ale înfășurării și cel necesar ventilatorului și inelelor colectoare, dacă acestea sînt în interiorul mașinii.

Carcasele mașinilor fabricate în serii mari se realizează prin turnare (fig. 1.17, 1.18 și fig. 5.27), deoarece costul modelului de turnare (destul de mare) reprezintă o parte redusă din costul mașinii, el repartizîndu-se pe un număr mare de mașini.

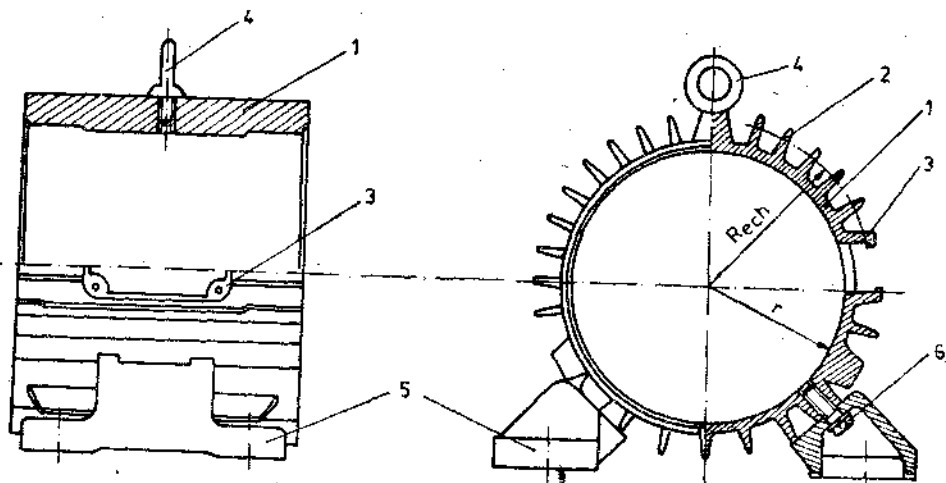


Fig. 5.27. Carcasa unei mașini de curent alternativ, de putere mică, închisă:
1 — corpul carcasei obținut prin turnare; 2 — aripioare de răcire; 3 — suportul culiei de borne; 4 — inel de ridicare; 5 — tălpile de fixare (turnate separat de corpul carcasei); 6 — șuruburi de prindere tălpi.

La mașinile mici se utilizează metale ușoare (aliaje ale aluminiului), turnate sub presiune direct pe miezul feromagnetic. Contactul direct dintre miezul statoric și carcasă permite transmiterea căldurii prin suprafața exterioră a carcasei, suprafață care se mărește cu ajutorul aripioarelor exterioare (poz. 2 fig. 5.27).

OBSERVAȚIE. Deoarece aluminiul este un material pentru obținerea căruia este necesar un consum foarte mare de energie, el se folosește din ce în ce mai puțin.

Pentru mașinile cu înălțimea axei cuprinsă între 90 și 160 mm se utilizează carcase turnate din fontă și numai pentru mașini cu solicitări mecanice foarte mari se utilizează carcase din oțel turnat. Carcasele au camere încălzire (buzunare) cu dimensiune radială mare, atât pentru a asigura rigiditatea necesară, cât și pentru a se asigura secțiunile necesare trecerii aerului de răcire a mașinii.

Carcasele mașinilor de puteri mijlocii și mari se execută, în majoritatea cazurilor, din tablă de oțel sudată (fig. 5.28 și fig. 5.29). Aceste carcase au greutate mai mică decât cele turnate din fontă, în schimb au manoperă mai costisitoare.

Scheletul de rigidizare a carcasei se execută, de obicei, sub forma unor inele frontale 5 (fig. 5.28) și 4 (fig. 5.29), de care sînt sudate nervurile spre interior (v. poz. 2 în fig. 5.28 și fig. 5.29). Cînd lungimea carcasei este mare, între inelele frontale de la capetele carcasei se prevăd și inele intermediare pentru mărirea rigidității mecanice.

La mașinile în construcție închisă, de puteri medii și mari, se adoptă sistemul de ventilație în circuit închis, utilizîndu-se schimbătoare de căldură aer-aer sau aer-apă (fig. 1.21). Schimbătoarele aer-aer se prind, de obicei, în partea superioară a carcasei (prin intermediul poz. 6 în fig. 5.28), iar răcitoarele aer-apă se recomandă să se prindă lateral sau în partea inferioară pentru evitarea pătrunderii accidentale a apei în mașină.

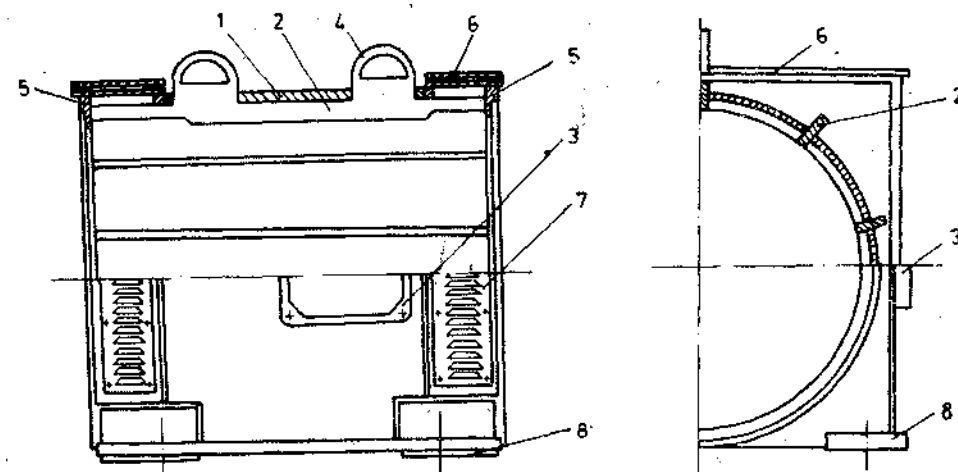


Fig. 5.28. Carcasă sudată pentru mașini de curent alternativ, de putere medie:
1 — mantaua carcasei; 2 — nervură longitudinală; 3 — suport cutie de borne; 4 — inele de ridicare; 5 — inele frontale pentru prinderea scuturilor; 6 — capace pentru prinderea răcitorului; 7 — jaluzele pentru circulația aerului de răcire; 8 — tălpile de fixare.

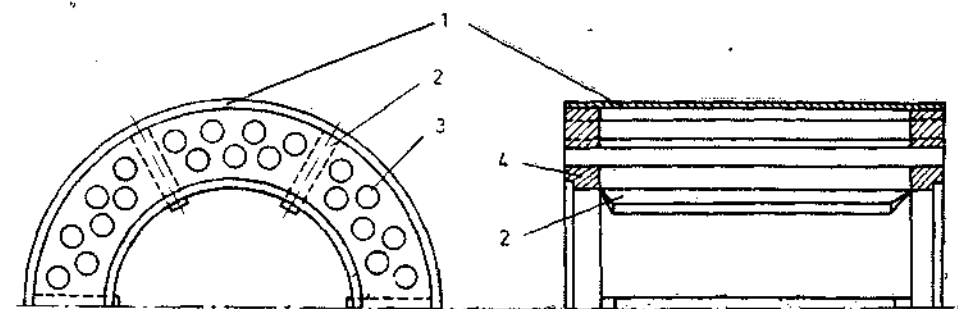


Fig. 5.29. Carcasă sudată cu schimbător de căldură înglobat în aceasta (cu țevi de răcire):
1 — mantaua carcasei; 2 — nervură; 3 — țevile schimbătorului; 4 — pereții frontali.

Construcția cea mai simplă a unui schimbător de căldură, destinat răcirii unei mașini închise, constă în dispunerea unor țevi rotunde 3 (fig. 5.29) de jur împrejurul carcasei mașinii, încastrate în pereții frontali 4, iar peste acestea se prevede o manta metalică 1, care îmbracă toată mașina. Sensul și căile de circulație ale aerului în interiorul și în exteriorul mașinii sînt prezentate în figura 1.19.

La mașinile în construcție protejată și deschisă, pentru circulația aerului se execută ferestre în mantaua carcasei, care, de regulă, sînt prevăzute cu plasă de sîrmă sau jaluzele (poz. 7 în fig. 5.28), pentru a împiedica pătrunderea corpurilor în mașină (plasa) sau a apei sub anumite unghiuri (jaluzelele).

În mod obișnuit, mașinile de curent alternativ se execută cu carcase nesectionate, dacă este îndeplinită condiția de gabarit pentru transportul pe calea ferată. Explicația constă în aceea că pentru carcasele sectionate se impune să se facă sectionat și miezul feromagnetic statoric, soluție care complică construcția și determină nesimetrii în circuitul magnetic al diferitelor perechi de

poli. Din acest motiv, statoarele turbogeneratoarelor (la care fluxul magnetic pe pol este mare) se realizează nesectionate în plan transversal, iar pentru transport se folosesc platforme speciale.

Carcasele mașinilor verticale nu diferă principial de cele orizontale, însă au avantajul că statorul se poate sprijini pe fundația de beton pe toată circumferința.

În cazul generatoarelor verticale (hidrogeneratoarelor), la care întrefierul este mare, împachetarea miezului în carcasă (din segmente - fig. 10.11) se poate face fără să fie nevoie de o strunjire ulterioară, iar presarea pentru strângerea miezurilor se face cu tije speciale.

5.4.3. CARCASELE FEROMAGNETICE

Aceste carcase se întâlnesc la mașinile de curent continuu și la mașinile sincrone în construcție inversă, constituind jugurile magnetice statorice.

Corpul carcasei, care este și o parte a circuitului magnetic, se realizează în mod obișnuit fie turnat din oțel sau din fontă, fie în construcție sudată din tablă groasă de oțel laminat, iar la mașinile cu regimuri tranzitorii frecvente, sub formă lamelară prin împachetare din tole de tablă de oțel obișnuit sau chiar din tole de oțel electrotehnic (tablă silicioasă).

Grosimea peretelui carcasei și deci secțiunea sa longitudinală se stabilește din condiția obținerii inducției magnetice în limitele permise, iar diametrul interior se determină astfel încât să se asigure spațiul necesar pentru dispunerea polilor principali și auxiliari și a înfășurărilor acestora (v. fig. 5.8 și fig. 8.6). Dimensiunile obținute în urma calculului magnetic al jugului statoric sînt, de regulă, suficiente și din punct de vedere mecanic.

Carcasele sudate sînt mai ieftine decît cele turnate din oțel și comparabile cu cele din fontă turnată. Totuși, valoarea mai mică a inducției magnetice de saturație pentru fontă conduce la creșterea dimensiunilor carcasei și de aceea introducerea sudurii sub strat de flux, care asigură posibilitatea realizării unor grosimi diferite, a pereților în dreptul polilor și colectorului, a determinat înlocuirea carcaselor turnate cu cele sudate.

Carcasele din oțel laminat se obțin sau dintr-o bucată de țevă trasă (în cazul mașinilor mici), sau prin îndoirea la cald a tablei laminate și sudarea longitudinală (fig. 5.30). Deoarece permeabilitatea magnetică în zona sudurii este mai mică, aceasta se face cît mai aproape de mijlocul unuia din poli principali, deși îngreunează procesul de găurire. Tălpile se execută din tablă de oțel laminat și de asemenea se sudează de carcasă.

La mașinile cu poli puțini ($2p = 2 \div 6$) și în general la cele la care se impun condiții restrictive din punct de vedere al gabaritului, este avantajoasă forma poligonală a carcasei (fig. 5.8 și fig. 5.31). În acest caz, partea care constituie jugul magnetic al statorului se face din oțel turnat sau prin împachetare din tole de tablă ștanțată.

În cazul motoarelor de curent continuu supuse la șocuri frecvente de sarcină cît la cele alimentate de la redresoare comandate, atît carcasele cît și poli se fac prin împachetare din tole de oțel electrotehnic, strînse cu bolțuri izolate, sau cu bridele 2, sudate la partea exterioară de tolele 1 și de inelele de strîngere 3 (fig. 5.31). Lungimea carcasei din tole este egală cu lungimea polilor, iar partea constructivă, care se află în dreptul colectorului și a ventilatorului, se execută din tablă de oțel laminat și se prinde de inelele 3, de strîngere a miezului, prin sudură.

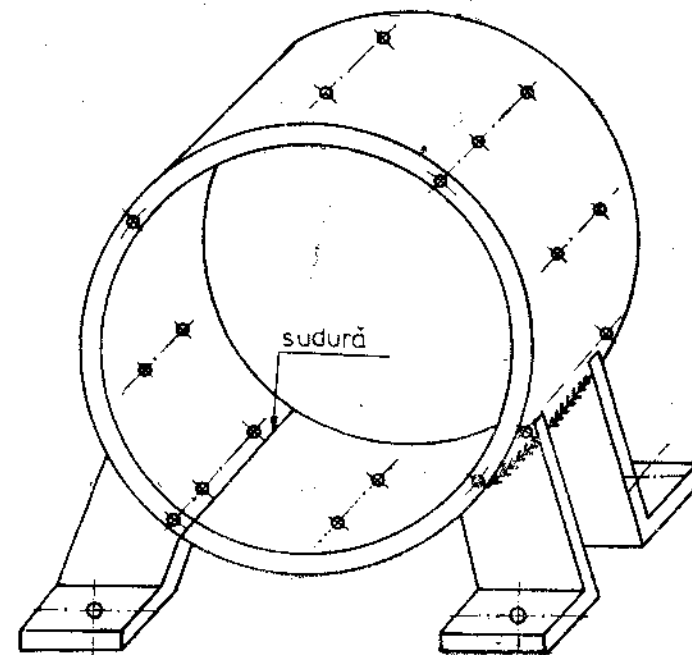


Fig. 5.30. Carcasă din tablă groasă de oțel laminat, pentru mașini de curent continuu de putere mică și mijlocie.

Atunci cînd se cere creșterea rigidității mecanice a carcasei, secțiunea longitudinală a acesteia se face cît mai profilată, dacă este din tablă laminată sau turnată, ori se prevăd unul sau mai multe inele intermediare de întărire — în cazul cînd este împachetată din tole (poz. 3 din fig. 5.31).

În cazul mașinilor de curent continuu de putere foarte mare și turație mică, se obțin dimensiuni geometrice ale carcasei mari. De aceea, carcasele acestor mașini au următoarele caracteristici:

- se fac sectionate în plan orizontal (fig. 5.26);
- dimensiunile transversale ale jugului carcasei sînt relativ mici în comparație cu diametrul;
- partea inferioară a carcasei se plasează mai jos decît planul de reazem al tălpilor;
- înălțimea tălpilor se alege cît mai mică posibil, pentru a se obține suportii de lagăre cu stabilitate cît mai mare și cît mai puțin înalți;
- suprafețele de îmbinare trebuie prelucrate foarte bine, pentru a nu apare întrefieruri parazite mari la îmbinări, care să introducă nesimetrii magnetice mari pe diferite perechi de poli.

5.5. BORNELE ȘI CUTIILE DE BORNE ALE MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE

Prin intermediul bornelor se realizează legăturile galvanice între înfășurările mașinilor electrice și rețeaua sau consumatorii externi.

În funcție de puterea și tensiunea mașinii, de care depind secțiunea și izolația acestora, se folosesc diferite tipuri de legături (ieșiri) sau borne.

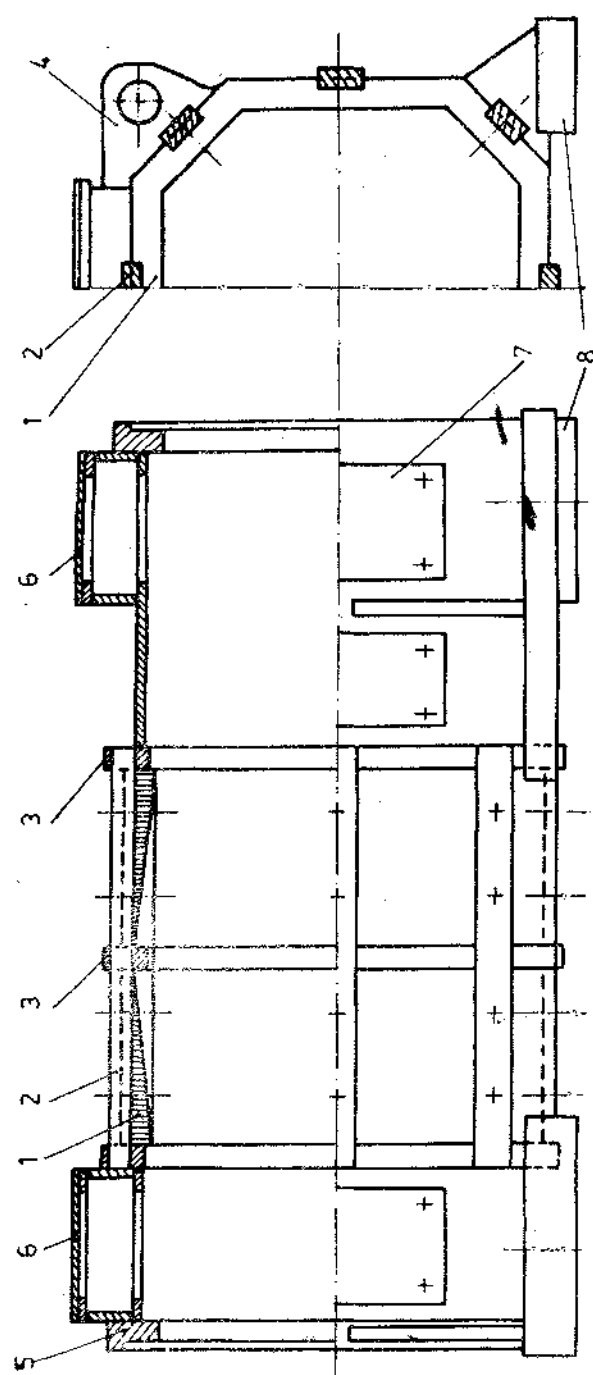


Fig. 5.31. Carcasă poligonală cu jugul magnetic împachetat din tole, pentru mașini de curent continuu cu regimuri tranzitorii frecvente:

1 — jugul statoric din tole; 2 — bride de stringere; 3 — inele de stringere; 4 — inel de ridicare; 5 — inele frontale de prindere a scuturilor; 6 — capace (ferestre) pentru prinderea răcoitorului; 7 — capace de vizitare a colectorului; 8 — tălpile de răcire.

A. Borne realizate prin intermediul conductoarelor flexibile de legătură (cabluri flexibile), prevăzute la capetele exterioare cu papuci de cablu

Conductoarele de legătură sînt scoase în exteriorul mașinii prin deschideri speciale practicate în carcasă, fiind protejate cu tuburi izolante flexibile sau izolații suplimentare (peste cea proprie a cablului).

Acest tip de borne se întîlnește numai la joasă tensiune și în special la puteri mici (sub 10 kW). Se utilizează, de asemenea, la anumite motoare de tracțiune, la care cablurile se leagă direct la instalația de forță respectivă, fără borne intermediare.

B. Borne din tije metalice filetate (poz. 1 în fig. 5.32, a b și c) fixate pe o placă suport (izolantă), numită placă de borne

La joasă tensiune, bornele se fixează direct în placa de borne 2 (fig. 5.32, a și b), realizată din material izolant (de obicei din ebonită, materiale izolante stratificate sau material plastic), iar la înaltă tensiune se fixează prin intermediul izolatorilor de porțelan 4, de o placă metalică 3 (fig. 5.32, c). Bornele cu izolatori ca în figura 5.32, c se folosesc frecvent și la mașinile de joasă tensiune, izolatorul de porțelan existent avînd dimensiuni mai mici. Aceste borne se întîlesc la mașinile de puteri medii și mari.

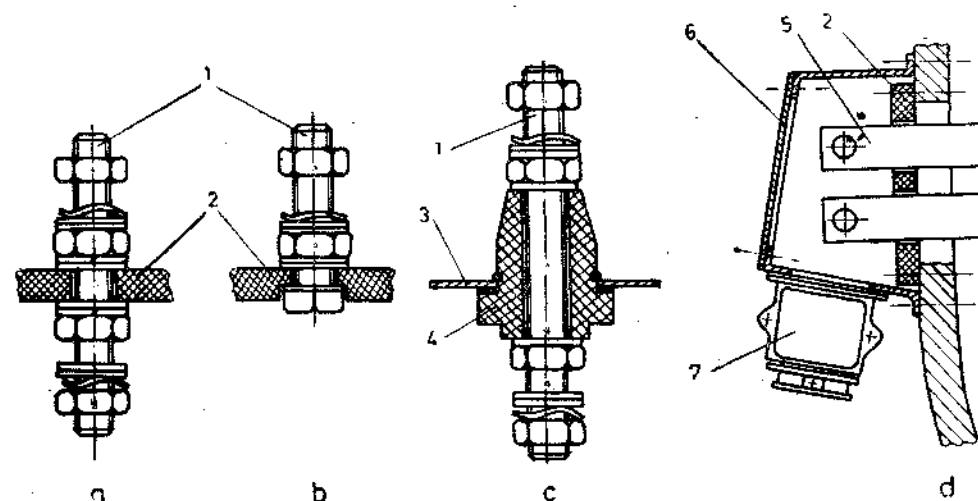


Fig. 5.32. Tipuri de borne utilizate la mașinile electrice rotative:

a — borne de trecere, pentru joasă tensiune; b — borne de conexiune; c — borne de trecere, pentru înaltă tensiune; d — borne din bare conductoare profilate și cutia de borne; 1 — tije filetate; 2 — placă de borne izolanță; 3 — placă metalică pentru fixare; 4 — izolator de porțelan; 5 — bară conductoare profilată; 6 — cutie de borne; 7 — flanșă fixare cabluri exterioare.

Fiind elemente care conduc curentul, bornele se execută din alamă, cupru sau oțel, în toate cazurile fiind necesară protejarea lor prin acoperiri galvanice (de obicei zincare).

Placa de borne este fixată direct pe o suprafață prelucrată a carcasei, prevăzută special (poz. 3 în fig. 5.27 și fig. 5.28), cu ajutorul unor șuruburi.

Bornele din tije filetate pot fi de două tipuri :

- borne de trecere (fig. 5.32, a și c) ;
- borne de conexiune (fig. 5.32, b).

În cel de al doilea caz, bornele (șuruburile) pot fi din oțel obișnuit (zincat), deoarece contactul dintre conductoarele interioare și exterioare se face direct între papucii acestora. Orificiile prin care ies conductoarele (de obicei cabluri) din mașină sunt prevăzute cu bușe din cauciuc, atât pentru etanșare cât și pentru protecția izolației acestora.

În cazul mașinilor de putere mare, răcite cu hidrogen, se utilizează borne de trecere etanșate în mod corespunzător.

C. Borne realizate din bare profilate de cupru (bare dreptunghiulare terminale), fixate direct pe placa de borne izolantă 2 (fig. 5.32, d) sau în carcasă prin intermediul unor piese speciale izolante

Porțiunile barelor pe care se realizează contactul cu conductoarele de legătură se protejează galvanic prin zincare sau, mai ușor, prin cositorire.

Aceste borne se utilizează atât la înaltă tensiune, cât și la joasă tensiune, pentru curenți mari.

Mașinile trifazate pot fi prevăzute cu trei borne (numai capetele fazelor), cu patru borne (capetele fazelor și nulul), sau cu șase borne (capetele și sfârșiturile fazelor). În prezent, majoritatea generatoarelor se execută cu șase borne, pentru a permite realizarea protecției diferențiale. Un număr mai mare de șase borne se întâlnește la mașinile cu număr de faze mai mare decât trei, precum și la motoarele asincrone cu număr comutabil de poli.

În cazul mașinilor polifazate, bornele de trecere pentru toate fazele se scot prin orificii separate numai dacă placa de borne nu este din material izolant sau material nemagnetic.

Distanțele de izolație minime între borne depind de tensiunea nominală a mașinii și de materialul bornelor (v. STAS 8457/2-88).

În mod obișnuit, bornele și placa suport a acestora sunt protejate față de exterior prin intermediul *cutiilor de borne* (poz. 6 în fig. 5.32, d și poz. 4 în fig. 11.6 și fig. 14.3), care se execută din fontă sau oțel prin turnare sau din tablă de oțel laminat prin sudare. Scoaterea cablurilor în exterior se face prin intermediul unor flanșe sau cutii terminale (poz. 7 în fig. 5.32, d), care asigură atât etanșarea față de pătrunderea apei și prafului, cât și fixarea cablurilor.

Cutiile de borne pentru mașinile în construcție protejată împotriva exploziilor (pentru industria minieră și petrolului) trebuie să aibă o construcție specială, rezistentă la presiune și inaccesibilă cu scule obișnuite, iar suprafețele de contact cu carcasa trebuie să aibă o lățime corespunzătoare, prescrisă de normele respective.

Notarea bornelor mașinilor electrice pentru fiecare înfășurare se face conform STAS 3530-71.

5.6. SCUTURILE MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE

Pentru centrarea și susținerea rotorului față de stator, mașinile electrice rotative, care au lagărele înglobate în scuturi, se prevăd cu scuturi frontale, executate prin turnare (din oțel, fontă sau, mai rar, aliaje de aluminiu), ori prin sudare din prefabricate (tablă de oțel).

Scuturile turnate din aliaje de aluminiu se folosesc pentru mașinile de puteri mici, când și carcasa se execută din același material, iar cele turnate din fontă se folosesc, în special, pentru mașinile cu volum mare de producție și care nu sunt supuse la șocuri mecanice puternice.

Mașinile electrice cu diametrul exterior al carcasei până la 1,5 m se construiesc, în mod obișnuit, cu lagărele înglobate în scuturi. Flanșa, în care se fixează lagărul, se toarnă odată cu scutul sau se sudează de scut, dacă a fost executată separat.

După forma constructivă, scuturile pot fi :

- în formă de clopot (fig. 5.33, a), obținute numai prin turnare ;
- în formă de saibă (fig. 5.33, b), obținute prin turnare sau din tablă laminată prin sudare și prelucrare.

În general, forma constructivă a scuturilor este determinată de tipul constructiv și de protecție al mașinii și de tipul de lagăr folosit.

În figura 5.33, a, se arată construcția unui scut portlagăr din fontă, pentru mașini de putere mică și mijlocie. Pentru reducerea greutateii scutului s-au prevăzut patru urechi 2 pentru găurile 3 ale șuruburilor de fixare în carcasă și trei nervuri 5 de rigidizare.

Pentru măsurarea întrefierului, când mașina este asamblată, se prevăd de obicei trei orificii 6, plasate la 120°.

Grosimea peretelui scuturilor se alege astfel încât să aibă rezistența mecanică necesară și să permită turnarea fără rebuturi.

La proiectarea scuturilor trebuie evitată modificarea bruscă a grosimii, deoarece în aceste locuri vor apărea concentrări de eforturi și fisuri. Toate suprafețele cilindrice trebuie să fie făcute în formă conică, pentru ușurarea scoaterii modelului din forma de turnare.

Condiția tehnologică de bază a scuturilor este aceea de a asigura o centrare cât mai bună a rotorului în interiorul statorului. Din această cauză, scuturile trebuie să fie suficient de rigide și prelucrate corespunzător, adică din aceeași prindere pe mașină să se prelucereze atât suprafețele S_1 de asamblare a lagărelor (de obicei rulmenți) cât și suprafețele S_2 și S_3 pentru fixarea scutului de carcasă (fig. 5.33).

La mașinile verticale de putere mare (hidrogeneratoare), pentru susținerea rotorului se utilizează un suport în formă de stea, în care se montează lagărele (de tip special), numite *crapodine*. Steaua de susținere se obține prin sudarea a trei până la opt brațe de corpul central, brațe care pot fi de formă profilată sau tubulară.

5.7. ARBORII MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE

Arborele este elementul mașinilor electrice pe care se fixează partea rotitoare și care asigură transmiterea cuplului la mașină — dacă este generator — sau de la mașină — dacă este motor. Principala sa particularitate constă în aceea că nu are diametrul constant pe toată lungimea.

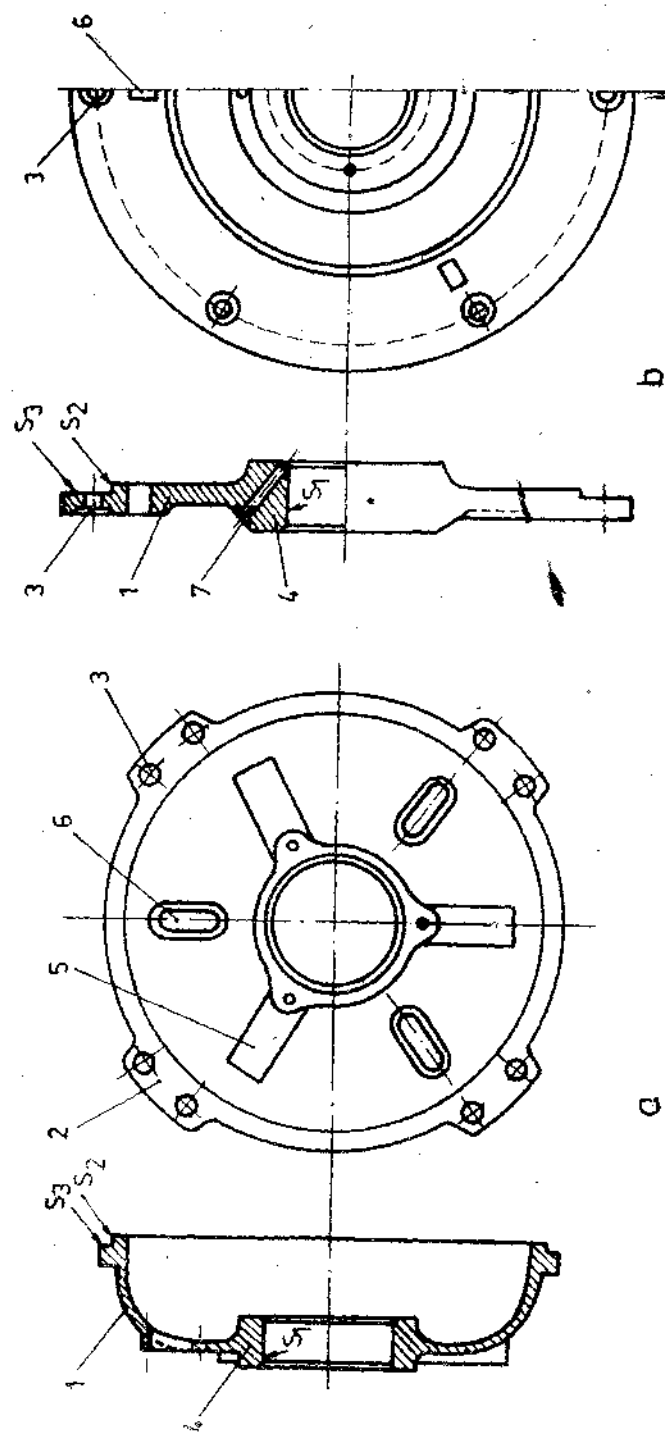


Fig. 5.33. Scuturi portlagăr pentru mașinile rotative:

a — scut sub formă de clopot; b — scut sub formă de sălbă (drept); 1 — corpul scutului; 2 — urechi cu găuri pentru fixare de carcasă; 3 — găuri pentru fixare de carcasă; 4 — buluc (flanșă) pentru lagăre; 5 — nervuri radiale pentru rigidizare; 6 — orificii de vizitare (măsurare) a întrefierului mașinii asamblate; 7 — canal pentru ungere; S₁, S₂, S₃ — suprafețe de așezare.

Solicitările arborilor sînt determinate de natura cuplului pe care îl transmit, de modul de cuplaj cu arborele mecanismului acționat și de poziția axei rotorului (orizontală sau verticală). Cele mai importante solicitări mecanice sînt: torsiunea (determinată de cuplurile transmise), încovoiera (datorită greutății proprii, forței de atracție magnetică unilaterale și forței care apare la cuplajul prin curea sau roți dințate) și întinderea (în cazul arborilor verticali).

Calculul mecanic al arborelui este prezentat în capitolul 21.

Arborii mașinilor electrice rotative trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

- să fie suficient de rezistenți, pentru a suporta toate solicitările posibile în exploatare, inclusiv în cazurile de avarie. La mașinile cu sarcină variabilă este necesar a se considera și influența oboselii materialului arborelui;

- să aibă suficientă rigiditate, pentru ca deformarea sa în timpul funcționării să nu depășească limita admisă, corespunzătoare măririi întrefierului;

- turația critică să fie mai mare decît turația maximă de lucru, caz în care arborele se numește *rigid*. La mașinile care au turația de lucru superioară celei critice (este cazul mașinilor cu turație foarte mare), trebuie să se calculeze și a doua viteză de rotație critică, avînd grijă ca funcționarea să nu aibă loc la nici una din aceste turații; în acest caz, arborele se numește *flexibil*.

Materialul din care se execută arborii se alege în funcție de natura solicitărilor în exploatare și de puterea mașinii și poate fi de la oțel obișnuit cu carbon — pentru motoarele normale — pînă la oțelurile aliate — în cazul mașinilor cu solicitări dinamice mari. Pentru mașinile normale cu puteri pînă la 1 000 kW, arborele se execută din OLC 50, OLC 35 N sau OLC 45 N, iar pentru mașini de puteri mari se execută din *oțel forjat*. În cazul arborilor de turbogeneratoare se folosesc aliaje ale oțelului cu crom, nichel și molibden. Pentru îmbunătățirea proprietăților mecanice ale materialului, arborii sînt supuși anumitor tratamente (detensionare), după efectuarea operațiilor de prelucrare, cu scopul eliminării tensiunilor interne care apar în urma acestor operații.

Fixarea miezului feromagnetic pe arbore se poate face astfel:

- presat direct pe arbore, care inițial a fost randalinat, adică prelucrat cu asperități mari (soluție întâlnită la mașinile de puteri foarte mici);

- presat direct pe arborele prevăzut cu pană pe toată lungimea miezului (fig. 1.13, fig. 1.18 și fig. 14.3). Fixarea axială a miezului la un capăt se poate face cu ajutorul unui prag al arborelui (fig. 1.18 și fig. 14.3);

- presat prin intermediul unor pene (poz. 2) pe butuc intermediar 7 (fig. 5.6), care la rîndul lui este fixat pe arbore prin intermediul altei pene (poz. 4);

- presat pe nervuri prelucrate sau sudate direct pe arbore (fig. 1.14, fig. 1.19, fig. 8.6 și fig. 11.6) și prevăzut cu pană paralelă pe una din nervuri (pentru siguranță), deoarece transmiterea efortului se face prin intermediul ajustajului dintre miez și nervuri.

OBSERVAȚIE. Experiența de fabricație a demonstrat că cel mai bine se comportă arborii cu 6 nervuri.

În cazul miezurilor rotorice, a colectoarelor și al butucilor de lungime mare, suprafețele arborelui pe care se montează aceste piese se execută cu câteva trepte cilindrice, pentru a se ușura presarea. Diametrele treptelor se aleg de valori cât mai apropiate.

Pentru a evita apariția concentrărilor prea mari ale eforturilor mecanice în zonele schimbărilor diametrelor, trecerea de la o valoare a diametrului arborelui la altă valoare trebuie să se facă cu racordări de rază cât mai mare. Această trecere se poate face și sub formă tronconică, dacă pe diametrele respective nu se montează nimic; altfel la treceri bruște, acești concentratori pot duce la ruperea arborilor în aceste zone.

În mod obișnuit, pe arborele mașinilor electrice există mai multe pene distribuite pe treptele diferitelor diametre, prin intermediul cărora se montează cuplele, ventilatoarele, inelele colectoare etc. Pentru a simplifica tehnologia de execuție a canalelor de pană, prin utilizarea unui număr minim de freze, doar lățimea penelor pentru diametrele capetelor de acționare ale arborelui se alege conform STAS (v. anexa 15), iar restul penelor se fac, pe cât posibil de aceeași lățime. Scăderea, nu prea mult, a lățimii penei de la tolele miezului rotorului (unde diametrul este mai mare) nu prezintă pericol din punct de vedere al rezistenței sale, deoarece această pană are o lungime mai mare (cât lungimea miezului) decât ar fi fost necesară pentru transmiterea cuplului.

În funcție de tipul frezei, canalele de pană pot fi:

- cu formă dreaptă a capătului canalului (fig. 5.34, a), când se utilizează freză verticală (freză deget);

- cu formă rotunjită a capătului canalului (fig. 5.34, b), pentru execuția căruia se utilizează o freză orizontală; acest mod de frezare este mai productiv, însă asemenea pene nu se pot folosi sub miezul feromagnetic, deoarece s-ar deplasa pana în lungul arborelui la presarea tolelor.

La mașinile cu suprasarcini bruște, sau la cele acționate de motoare Diesel, se recomandă ca fixarea atât a miezului cât și a cuplelor pe arbore să se facă cu ajutorul penelor tangențiale (fig. 5.34, c).

Arborii pot fi prevăzuți cu unul sau cu două capete libere, prin care se face transmiterea cuplului. După forma de execuție a acestora, arborii pot fi:

- cu capăt cilindric (v. figurile 1.13, 1.17, 1.19, 8.6, 11.6 și 14.3), aceasta fiind soluția cea mai utilizată;

- cu capăt conic (fig. 1.18 și fig. 5.38, b), folosit în special la mașinile cu suprasarcini bruște;

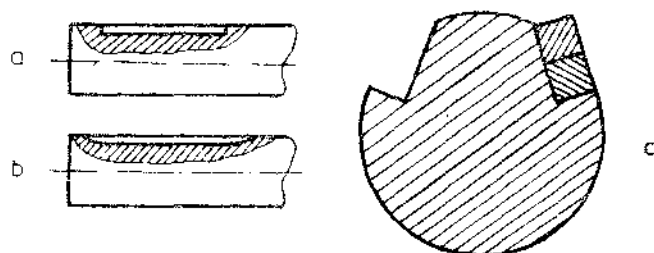


Fig. 5.34. Forma canalelor de pană:
a — cu forma dreaptă a capetelor; b — cu forma rotunjită a capetelor; c — pentru pene tangențiale.

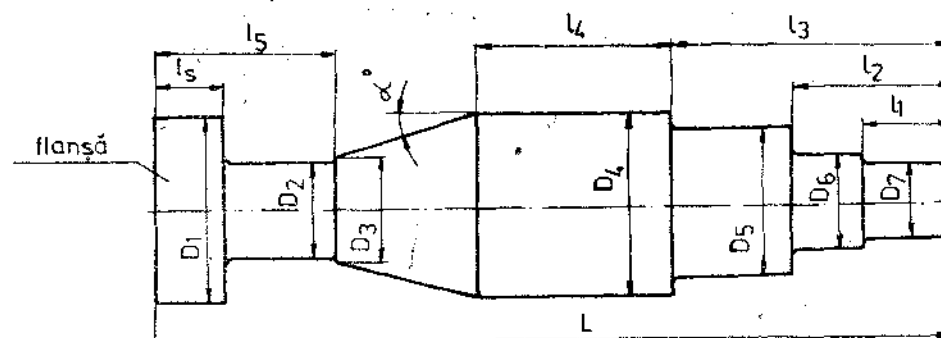


Fig. 5.35. Arbore flanșat.

cu flanșă forjată dintr-o bucată cu arborele (fig. 5.35); această soluție se folosește în cazul mașinilor cu un singur lagăr propriu, capătul flanșat cuplându-se rigid cu al mașinii primare (motor Diesel) sau al mecanismului antrenat (compresor etc.) și împreună sprijinindu-se pe lagărul acestora.

5.8. LAGĂRELE MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE

Rolul reazemelor de susținere a părții rotative la mașinile electrice îl îndeplinesc lagărele, care pot fi cu frecare de rostogolire (rulmenți) sau cu frecare de alunecare. Fiecare din acestea, în funcție de sarcina pe care o preiau și de poziția axei de rotație a mașinii, pot fi de tip radial, axial sau radial axial (pentru rulmenți v. fig. 5.37), solicitările la care sînt supuse lagărele fiind specifice fiecărui tip.

După tipul mașinilor pe care le echipază, lagărele pot fi pentru mașini orizontale sau pentru mașini verticale.

Întrucît jocurile în lagărele cu rulmenți sînt mult mai mici decît în cele cu frecare de alunecare, trebuie să se evite cuplarea rigidă între mașini cu capete de arbore scurte și echipate cu tipuri de lagăre diferite (una cu rulmenți și cealaltă cu lagăre de alunecare). În acest caz, se recomandă cuplajul elastic între arbori (fig. 5.36, b). Același tip de cuplaj este recomandabil și la mașinile care au capetele arborilor scurte și ambele echipate cu rulmenți (fig. 5.36, d). Cuplajul rigid se poate utiliza numai între mașini echipate cu lagăre de același tip (fig. 5.36, a și c).

Calitatea și proprietățile unguentului pentru lagăre sînt de importanță deosebită pentru durata de funcționare a mașinilor electrice. Ca unguent se folosesc vaselina, uleiurile și medii speciale de ungere.

În practică se folosesc vaseline pe bază de ulei mineral și uleiuri sintetice, cu diferite adaosuri, avînd temperatura de lucru cuprinsă între -55°C și 100°C .

Uleiurile de ungere sînt, de obicei, uleiuri minerale, iar uneori au și rolul de răcire a lagărului.

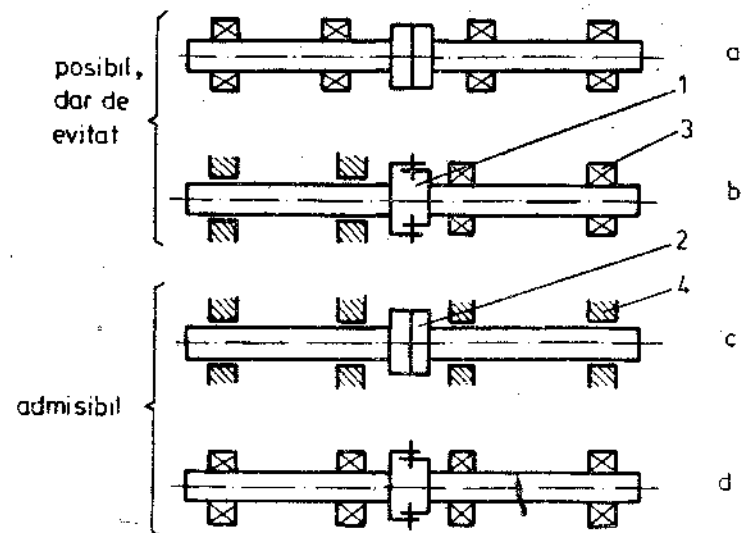


Fig. 5.36. Combinații posibile de lagăre ale mașinilor și modurile de cuplare între ele:
a — între mașini cu capetele arborilor lungi; b, c și d — între mașini cu capetele arborilor scurte; 1 — cuplaj flexibil; 2 — cuplaj rigid; 3 — rulment; 4 — lagăr de alunecare.

5.8.1. LAGĂRE CU FRECARĂ DE ROSTOGOLIRE

Lagărele cu frecare de rostogolire (rulmenții) se utilizează, în general, la mașinile de puteri mici și mijlocii. Aceste lagăre au un coeficient de frecare redus, frecarea inițială (la pornire) fiind cu puțin mai mare decât cea din regim normal de funcționare, iar întreținerea lor este foarte ușoară. Principalele dezavantaje ale rulmenților constau în durata de funcționare relativ redusă, sensibilitatea la șocuri și uneori (mai ales la accentuarea uzurii) prezența zgomotului în funcționare.

După forma elementelor de rulare, rulmenții pot fi (fig. 5.37): cu bile, cu role cilindrice sau cu role conice. Rulmenții cu bile sunt destinați, în principal, pentru sarcini radiale. Totuși, ei pot suporta și o însemnată sarcină axială, până la un sfert din cea radială. Rulmenții cu role se folosesc în cazul solicitărilor mai mari decât cele admisibile pentru rulmenții cu bile.

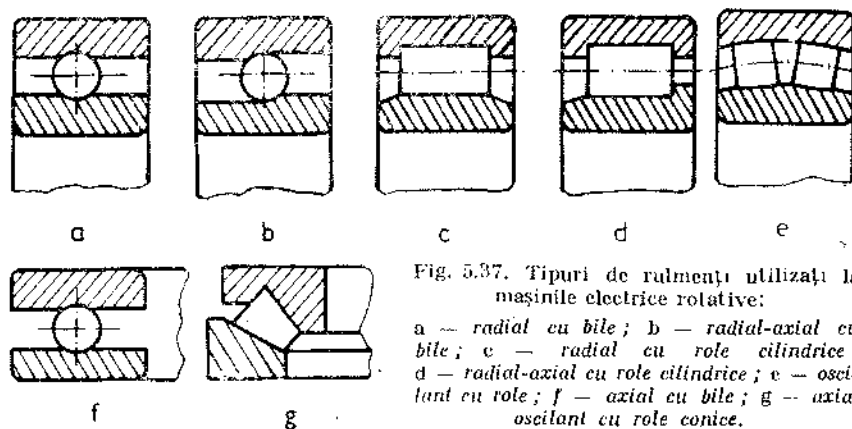


Fig. 5.37. Tipuri de rulmenți utilizați la mașinile electrice rotative:
a — radial cu bile; b — radial-axial cu bile; c — radial cu role cilindrice; d — radial-axial cu role cilindrice; e — oscilant cu role; f — axial cu bile; g — axial oscilant cu role conice.

Problemele de bază ce se au în vedere la alegerea rulmenților pentru mașinile electrice rotative sînt:

- adoptarea dimensiunilor convenabile în funcție de turație, solicitări și durata de funcționare;
- posibilitățile de montare și demontare ușoară pe arbore și în locașul lagărului;
- asigurarea ungerii corespunzătoare;
- etanșarea împotriva ieșirii lubrefiantului din camera (depozitul) rulmentului.

Calculul de alegere a rulmenților este prezentat în capitolul 21.

Datele existente în cataloage, respectiv în STAS-urile corespunzătoare tipului de rulment utilizat (cu bile, cu role etc.), sînt suficiente pentru a alege un lagăr de dimensiuni convenabile, în condiții uzuale de exploatare.

Tipul rulmenților folosiți și modul de combinare al acestora pentru cele două lagăre ale mașinii electrice depind de puterea, turația, poziția axei și solicitările mașinii. Orientativ, se pot face următoarele recomandări:

A. Pentru mașinile cu arbore orizontal

Modul de combinare al rulmenților poate fi:

- la mașinile foarte mici — doi rulmenți cu bile, unul normal și unul cu șaibă elastică pentru preluarea jocurilor (toleranțelor de asamblare) axiale;
- la mașinile de putere mică — ambii rulmenți cu bile, unul dintre ei fiind însă montat cu posibilitatea unui joc axial în locașul de montare;
- la mașinile de putere medii — rulmentul din partea tracțiunii, unde efortul este mare, este cu role, avînd posibilitatea preluării jocului axial (fig. 5.38, b), iar cel din partea opusă tracțiunii este cu bile (fig. 5.38, a) și

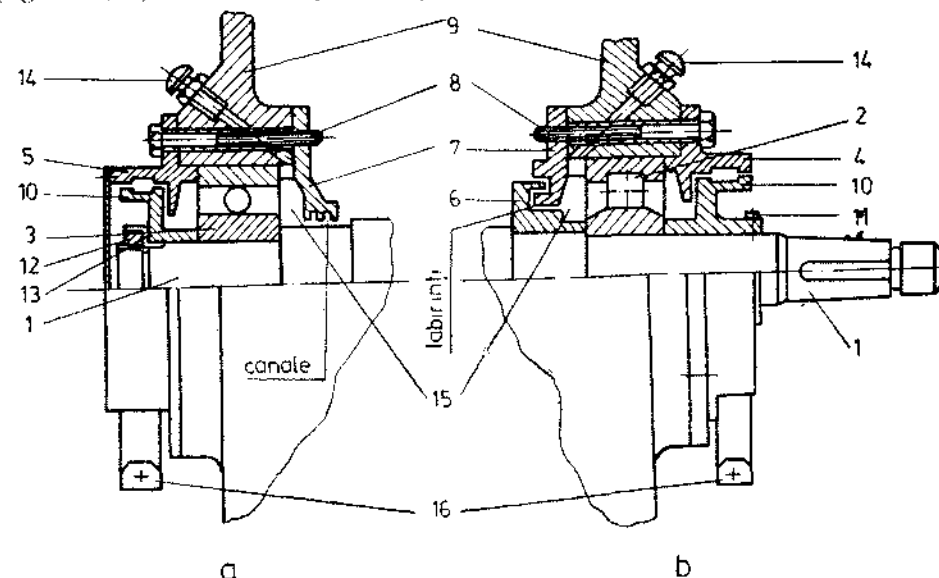


Fig. 5.38. Construcția lagărelor cu rulmenți, utilizate la mașinile electrice de puteri medii:
a — partea opusă tracțiunii avînd rulment cu bile; b — partea tracțiunii avînd rulment radial cu role; 1 — arbore; 2 — rulment parte tracțiune; 3 — rulment parte opusă tracțiunii; 4 — căpăcel exterior parte tracțiune; 5 — căpăcel exterior parte opusă tracțiunii; 6 — inel labirint; 7 — căpăcel interior; 8 — șurub pentru prinderea căpăcelului; 9 — scut; 10 — inel regulator vaselină; 11 — șurub fixare inel regulator; 12 — piuliță fixare axială arbore; 13 — siguranță; 14 — ungător cu bilă; 15 — cameră (depozit) vaselină; 16 — sertar acumulare vaselină uzată.

fixează axial rotorul în stator. Dacă viteza de rotație nu este prea mare, iar forțele radiale în ambele lagăre sînt apreciabile, atunci se utilizează de regulă combinația rulment oscilant cu role la un lagăr și rulment normal cu role la celălalt lagăr (v. fig. 8.6). Dacă și sarcina axială este importantă, în locul rulmentului oscilant se pot utiliza, pentru același lagăr, doi rulmenți, unul cu role pentru sarcina radială și unul cu bile pentru cea axială (fig. 11.6).

B. Pentru mașinile verticale

Lagărele cu rulmenți trebuie să preia sarcina corespunzătoare greutateii rotorului; în acest caz se pot utiliza următoarele combinații:

— la mașinile de puteri foarte mici și mici se utilizează primele două combinații de la mașinile orizontale;

— la mașinile de puteri medii, de cele mai multe ori, unul din rulmenți (de obicei cel superior) este cu bile radial-axial pentru preluarea sarcinii, iar celălalt este radial cu bile, pentru centrarea rotorului;

— la puteri mai mari și turații ridicate se utilizează în partea superioară, fie doi rulmenți cu bile radiale, suprapuși unul peste altul și separați printr-un resort pentru uniformizarea sarcinii preluate, fie doi rulmenți cu bile tot suprapuși, însă unul radial și celălalt axial; în ambele cazuri rulmentul inferior este cu role. La turații joase și șocuri axiale foarte mari, se poate utiliza în partea superioară un singur rulment cu role conice, iar în partea inferioară, unul cu bile sau cu role.

La mașinile electrice cu șocuri mecanice mari (motoarele de tracțiune), se utilizează în ambele părți rulmenți cu role cilindrice radiale-axiale sau în combinație cu rulmenți oscilanți.

Ungerea și etanșarea rulmenților se face în raport cu orientarea axei mașinii. În mod obișnuit, ungerea rulmenților se realizează cu vaselină, iar camera rulmentului trebuie protejată față de intrarea impurităților și prafului. Etanșarea se face cu căpăcele prevăzute fie cu canale (poz. 7 — fig. 5.38, a), fie cu labirinți (poz. 6 și 7 — fig. 5.38, b) sau cu garnituri.

La rulmenții cu posibilitate de ungere chiar în timpul funcționării mașinii ca în figura 5.38, adică fără oprirea acestora și demontarea căpăcelor, în corpul scutului se prevede un canal (v. poz. 7 din fig. 5.33, b) în capătul căruia se montează un ungător cu bilă 14, prin care se face introducerea periodică de vaselină proaspătă în depozitul 15. Vaselina uzată este evacuată prin centrifugare de inelul regulator 10, în sertarul 16 prevăzut în căpăcelul exterior, de unde este apoi îndepărtată prin golirea sertarului.

Ungerea cu ulei este recomandată atunci cînd temperatura de funcționare a lagărului este mare și la mașinile de turație foarte mare, evacuarea căldurii fiind mai bună.

5.8.2. LAGĂRE CU FRECARĂ DE ALUNECARE

Aceste lagăre se folosesc, în general, în construcția mașinilor de puteri mari (peste 1 000 kW), cu suportii de lagăr separați. Folosirea lor se explică prin aceea că au durată de viață mai mare decât rulmenții, suportă șocuri

în funcționare, au o funcționare silențioasă și permit circulația uleiului pentru ungere și răcire. Ca dezavantaje se pot aminti atât frecarea inițială cît și jocul mai mare ca la rulmenți.

O formă aparte de lagăre cu frecare de alunecare o constituie lagărele sinterizate din pulberi, utilizate la mașinile de puteri mici și foarte mici, de turație foarte mare.

Lagărele de alunecare trebuie să îndeplinească următoarele condiții: să aibă rezistență mare, să asigure ungerea, răcirea și etanșarea corespunzătoare și să permită pornirea mașinii după o oprire îndelungată.

Alimentarea cu ulei a suprafețelor de frecare se poate face cu inele (fig. 5.39), cu discuri, prin circulație forțată a uleiului (fig. 5.40) sau combinat. Pentru mașinile de puteri foarte mari, cît și pentru cele rapide se folosește ungerea forțată, la care uleiul se aduce pe suprafața de frecare cu pompe speciale. În vederea mării eficienței răcirii lagărului, uleiul este trecut printr-un răcitor, iar pentru preîntîmpinarea deteriorării lagărului se prevede un sistem de control atât al funcționării sistemului de ungere, cît și al temperaturii lagărului.

La mașini cu turații mai mici de 1 000 rot/min, modul uzual de ungere este cu inel de ungere (poz. 3 în fig. 5.39) cufundat cu partea de jos în baia de ulei, căldura fiind evacuată în exterior de către corpul lagărului.

Prin rotația arborelui cu turația n_1 , inelele de ungere sînt antrenate cu o turație $n \ll n_1$ și depun ulei pe partea superioară a fusului, de unde este apoi condus prin canale elicoidale (practică în cuzinetul 2) în spațiul dintre fus și cuzinet.

În figura 5.40 se prezintă un lagăr cu frecare de alunecare, pentru mașini orizontale, cu ungere prin circulația forțată a uleiului. Pentru comoditatea montării fusului arborelui, atât corpul lagărului 4, cît și cuzinetul 2 se fac secționate după diametrul orizontal, cele două părți fiind îmbinate cu șuruburi.

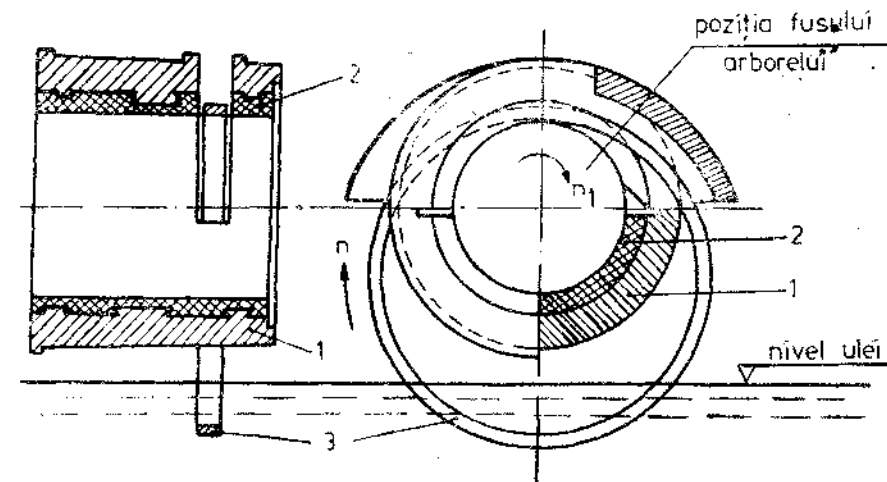


Fig. 5.39. Cuzinetul unui lagăr cu frecare de alunecare, orizontal, cu ungere prin intermediul unui inel:

1 — corpul cuzinetului; 2 — material antifricțiune (compoziția); 3 — inel de ungere.

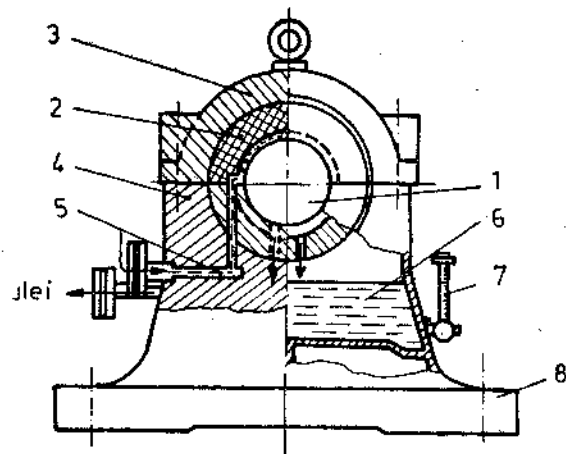


Fig. 5.40. Lagăr pentru mașini orizontale, cu frecare de alunecare, cu circulație forțată a uleiului de ungere: 1 — fusul arborelui; 2 — cuzinet; 3 — partea superioară a corpului lagărului (capacul); 4 — partea inferioară a corpului lagărului; 5 — conductă pentru circulația uleiului; 6 — ulei (în baie); 7 — indicator nivel ulei; 8 — suportul lagărului (talpa).

Cuzinetul (fig. 5.39) se compune din corpul cuzinetului 1, turnat din oțel sau bronz și cămașa interioară 2 din material antifricțiune, turnată pe interiorul corpului și fixată prin intermediul unor canale sub forma cozii de rîndunică.

Ca material antifricțiune se folosește un aliaj compus din zinc, plumb, stibiu și cupru, denumit și *compoziție*. În cazul mașinilor supuse șocurilor mecanice (motoarele de tracțiune) se utilizează frecvent cuzineți din bronz sau din bronz cu aliaj antifricțiune.

O construcție deosebită o prezintă lagărele mașinilor verticale [10, 28], în special cele care echipază hidrogeneratoarele. Ele sînt cufundate în baia de ulei (nivelul uleiului ajungînd pînă la mijlocul inelului superior), acest sistem eliminînd necesitatea de a realiza circulația complicată a uleiului.

La mașinile verticale de mare putere se folosesc lagăre de alunecare speciale, numite *crapodine* (fig. 5.41). Aceste lagăre se compun din inelul masiv 2, de oțel, pe care se sprijină piesa portantă 1, fixată rigid de arbore. Inelul

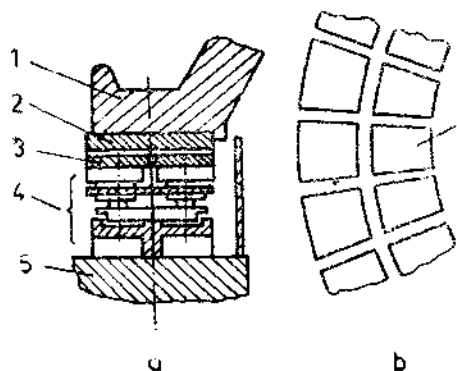


Fig. 5.41. Principiul realizării segmentelor de crapodină: a — secțiune transversală; b — vedere în plan; 1 — piesă portantă; 2 — inel de sprijin; 3 — segmente (cuzineți); 4 — elemente elastice; 5 — steaua portantă.

alunecă pe segmentele 3 (cuzineți), care se sprijină pe steaua portantă 5 prin intermediul unor piese elastice 4 (arcuri sau cilindri cu ulei), care au rolul de a asigura distribuția uniformă a sarcinii între segmente.

Materialele uzuale pentru inel și segmenti sînt: oțel-oțel cu compoziție, fontă perlitică-fontă perlitică sau oțel-fontă perlitică.

În afară de lagărele de sprijin (crapodine), mașinile verticale sînt prevăzute și cu lagăre de conducere, radiale, de obicei cu autoungere. Modurile de montare a lagărelor de sprijin și de conducere, pentru generatoarele verticale sînt prezentate în [10, 28].

5.9. INELELE COLECTOARE SAU DE CONTACT

Pentru realizarea conexiunii înfășurării rotorice a mașinilor asincrone cu rotor bobinat sau a mașinilor sincrone normale (înfășurare aflată, la funcționarea mașinilor, în mișcare de rotație), cu exteriorul (la un reostat sau la o sursă exterioară), se utilizează inele de contact pe care alunecă periile, denumite și *inele colectoare*. Aceste inele, la care se leagă înfășurarea rotorică, se montează concentric pe arbore la unul din capetele acestuia, în interiorul sau exteriorul carcasi și sînt izolate atât între ele, cît și față de bușa suport.

În funcție de procesul de fabricație și de modul de fixare pe bușe, inelele colectoare pot fi:

— *turnate în material plastic sau în rășină* (fig. 5.42, a), utilizate la mașini de putere mică. În vederea montării pe arbore, ansamblul este prevăzut cu o bușă de oțel 6, a cărei suprafață exterioară este randalinată (prelucrată cu asperități mari), pentru o mai bună aderență a materialului izolat (turnat). În masa izolanță sînt fixate și prezoanele 3, care asigură legătura galvanică între inele și înfășurări;

— *presate la cald* (și mai rar la rece) pe bușa izolată (fig. 5.42, b) sau uneori direct pe arborele mașinii (evident izolat). Izolația 4 a inelelor față de

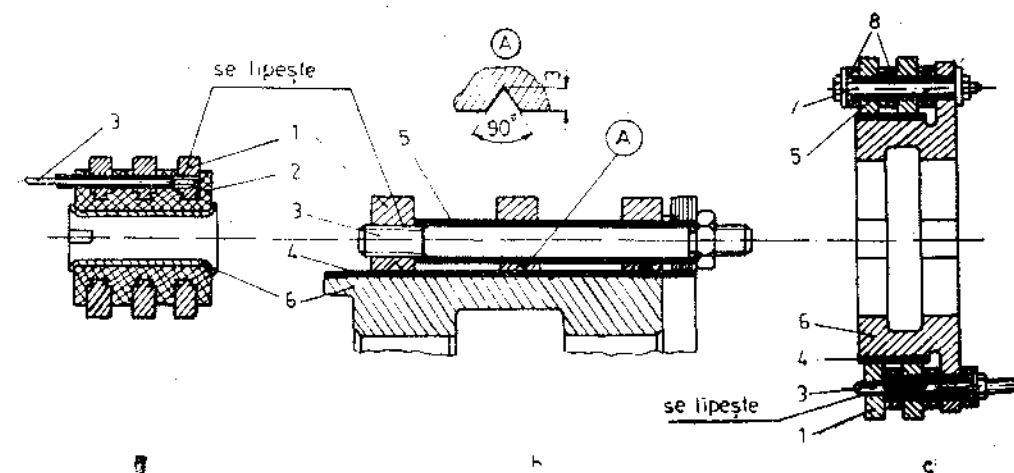


Fig. 5.42. Inele colectoare pentru mașini electrice:

a — turnate în masă electroizolantă; b — presate pe bușă izolată; c — fixate cu șuruburi de bușă inelelor; 1 — inele; 2 — masa electroizolantă; 3 — prezoane de contact; 4 — izolația bușei; 5 — izolația prezoanelor; 6 — bușă metalică; 7 — șurub de fixare față de bușă; 8 — rondelle izolante.

bucșa 6 sau față de arbore se face din folie de micafoliu preimpregnat (polimerizat în stare presată) în mai multe straturi suprapuse, grosimea totală a izolației fiind cuprinsă între 1,5—2 mm, în funcție de tensiunea maximă care poate apărea între inele. De la fiecare inel 1 se scoate câte o tijă (prezon) de contact 3 spre partea accesibilă capetelor înfășurării, prezoanele fiind izolate față de celelalte inele cu un tub izolant 5 din micașă. Pentru o mai bună fixare pe izolația bucșei, inelele au la interior un canal A, în care se aglomerează surplusul de izolație și de lac, când se răcește inelul după presarea la cald;

— fixate prin șuruburile izolate 7 de un guler al bucșei metalice 6 (fig. 5.42, c). Această soluție se folosește, în special, la viteze mari și are avantajul unei răcirii mai bune a inelelor. În majoritatea cazurilor inelele se execută din oțel sau bronz, uneori (la puteri mici) din alamă, iar bucșa (butucul) — din fontă sau oțel.

În scopul asigurării unui contact electric cât mai bun între inel și prezon, după înșurubarea prezoanelor în inele se procedează și la lipirea lor (cel mai frecvent prin cositorire).

Pentru ușurarea fabricației, inelele colectoare se tipizează la anumite diametre cuprinse între 20—800 mm și lățimi între 6—80 mm, în funcție de mărimea mașinii.

Pentru o răcire mai bună a contactului dintre perie și inel, pe suprafața inelului se prevăd, din prelucrare, canale de răcire sub formă de filet pătrat, asigurându-se și o uzură uniformă a periei; de exemplu lățimea canalului filetat este de $4 \div 5$ mm, iar lățimea periei de $25 \div 30$ mm.

De asemenea, tot pentru creșterea eficacității răcirii inelelor, la puteri medii și mari, acestea sînt prevăzute din turnare cu aripioare laterale, care

joacă rolul unor palete de ventilator, împiedicînd și depunerea prafului de cărbune de la uzura periiilor pe izolația bucșei (praf care favorizează conținerea între inele, în special la pornire).

Distanța minimă între inele, determinată de tensiunea maximă care poate apărea între acestea, este indicată în figura 5.43.

La mașinile mici și în special la cele de turație mică, inelele colectoare se așază în interiorul mașinii (figurile 1.18, 1.20 și 14.3), în acest fel obținîndu-se o lungime mai mică a mașinii. Pentru a limita pătrunderea prafului de grafit de la perii în interiorul mașinii, se prevede un paravan metalic între camera inelelor și interiorul mașinii (fig. 1.18 și 1.20). Conexiunile între inele și înfășurare se fac cu ajutorul unor conductoare flexibile, fixate de arbore și de corpul rotorului.

În cazul mașinilor de puteri medii și mari și mai ales de turație mare, este preferată așezarea inelelor în exteriorul carcasei (fig. 11.6), datorită condițiilor de întreținere mai ușoare și evitării pătrun-

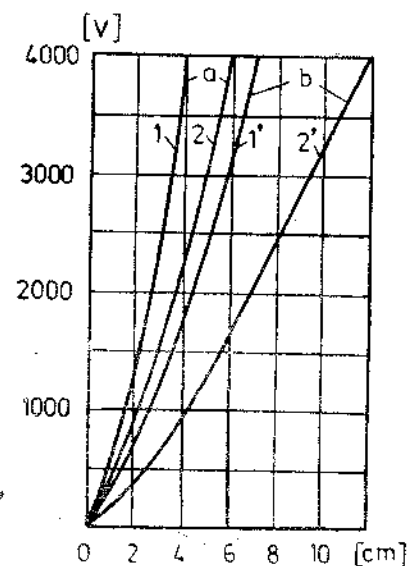


Fig. 5.43. Distanțele minime între inelele colectoare (a) și de conținere (b), în cazul mașinilor electrice: 1, 1' — inele cu dispozitiv de scurtcircuitare a înfășurării și ridicare a periiilor; 2, 2' — inele cu perii permanent aplicate.

derii prafului de la perii în mașină. Un alt avantaj substanțial al asamblării inelelor în exteriorul carcasei (adică în consolă) constă în faptul că ele se pot realiza și într-un sistem de protecție diferit de al mașinii propriu-zise, lucru deosebit de important mai ales pentru mașinile destinate industriei petrolului sau miniere, când mașina se poate realiza în protecție cu siguranță mărită, iar ansamblul inele colectoare în protecție închisă, antiexplozivă. La turbo-generatorele răcite cu hidrogen, periiile nu pot fi plasate decât în exterior.

La mașinile cu inelele scoase în exteriorul carcasei (adică în afara lagărelor), conductoarele de conexiune între înfășurare și prezoanele de contact ale inelelor (poz. 3 în fig. 5.42) sînt scoase în exteriorul lagărelor printr-un canal axial practicat în arbore, prin găurire (v. fig. 11.6).

Din punct de vedere al contactului perie-inel, motoarele asincrone cu rotorul bobinat se construiesc sub două forme:

- cu periiile aplicate permanent pe inele (fig. 1.18, fig. 1.20 și fig. 11.6);
- cu perii care se ridică de pe inele după pornire, înfășurarea fiind scurtcircuitată.

Prima soluție este specifică mașinilor destinate acționărilor electrice cu viteză de rotație variabilă prin rezistențe introduse în circuitul rotorului, iar cea de a doua — mașinilor care folosesc rezistențe introduse în circuitul rotorului doar pentru pornire, în funcționare fiind prevăzute cu dispozitiv de scurtcircuitarea inelelor, deci a înfășurării rotorice și ridicarea periiilor de pe inele. Contactele care asigură scurtcircuitarea inelelor se fac din cupru sau bronz și pot avea diferite forme (fig. 5.44).

Inelele colectoare ale mașinilor sincrone în construcție normală (cu inductorul pe rotor) au aceeași soluție constructivă ca cele pentru mașinile asincrone, cu deosebirea că sînt numai două inele (fig. 14.3 și fig. 5.42, c) în loc de trei inele. Tensiunea între inele fiind mică, izolația este realizată, în majoritatea cazurilor, din mică presată.

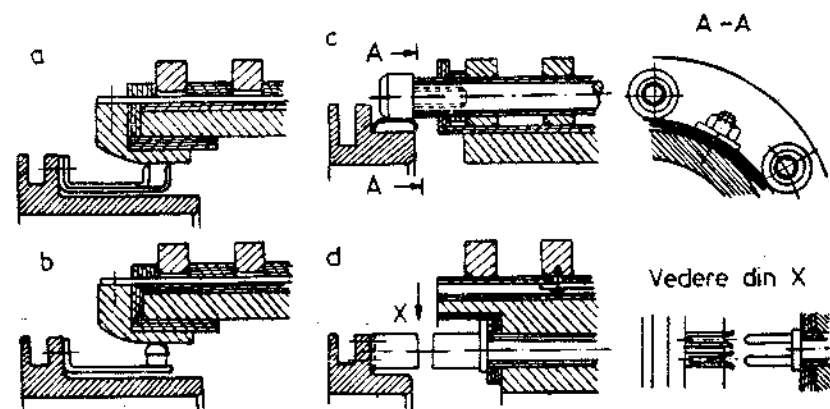


Fig. 5.44. Tipuri de contacte ale dispozitivelor de scurtcircuitare a inelelor: a — contacte în formă de topor; b — contacte în formă de ciocan; c — contact elastic; d — contact tip cufl.

De asemenea și în cazul turbogeneratoarelor suprafețele exterioare ale inelelor colectoare sînt prevăzute cu canale prelucrate în spirală atît pentru o răcire mai bună, cît și o încălzire (curățire) continuă a contactului dintre inel și perie, similar ca la inelele de contact ale mașinilor asincrone.

5.10. COLECTOARELE MAȘINILOR ELECTRICE

Colectorul este elementul constructiv și funcțional caracteristic mașinilor de curent continuu, unde joacă rolul de redresor mecanic și asigură, totodată, legătura galvanică a înfășurării rotorice cu circuitele exterioare prin intermediul perii. Se întâlnește, de asemenea, la anumite mașini speciale de curent alternativ.

Fenomenul de comutație a curentului, care apare la contactul dintre perii și colector, supune colectorul la un complex de solicitări de natură diferită (chimică, electrică, mecanică etc.), care acționează simultan, fapt pentru care se impune o tehnologie de execuție a acestuia ireproșabilă (scumpă) precum și utilizarea unor materiale cu proprietăți superioare. Se poate spune că este subansamblul mașinilor electrice cel mai pretențios din punct de vedere al execuției, întreținerii și funcționării.

Din punct de vedere al formei suprafeței de contact, colectoarele pot fi :

— de tip *șaiță*, la care suprafața de contact este perpendiculară pe axa mașinii, această formă fiind utilizată foarte rar ;

— *cilindrică*, la care suprafața de contact între perii (și colector) este cilindrică, coaxială cu axa mașinii (fig. 8.6, fig. 21.7 și fig. 5.45). În continuare se au în vedere colectoarele cilindrice.

După modul de fixare a lamelor colectorului, se deosebesc mai multe forme constructive expuse în continuare.

A. Colectoare cu fixarea lamelor în material plastic sau în rășină (fig. 5.45)

Deși au costul mai mic, tehnologie de execuție relativ simplă și stabilitate sporită în ceea ce privește păstrarea formei cilindrice, aceste colectoare se întâlnesc la micromășini și mașinile de putere mică, deoarece masa plastică (rășina) are atît rezistența mecanică cît și conductivitatea termică scăzute și nu pot fi demontate pentru remedierea anumitor defecțiuni.

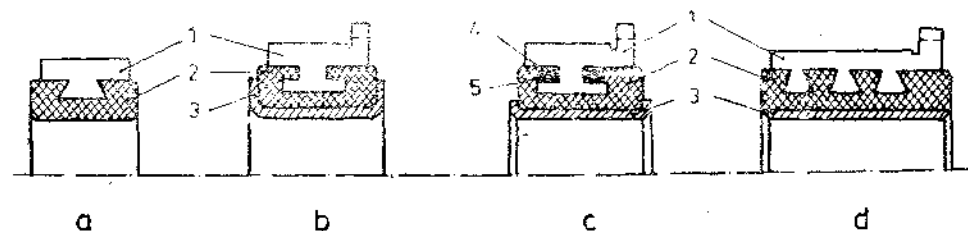


Fig. 5.45. Colectoare cu fixarea lamelor în material plastic (rășină) :

a — fără bușă (direct pe arbore) ; b — cu bușă ; c — cu bușă și inele de strângere ; d — cu bușă, dar pentru turație mare ; 1 — lamă ; 2 — material plastic ; 3 — bușă ; 4 — inel de strângere ; 5 — izolație inel.

Tipurile noi de materiale plastice sau de rășini cu diferite adaosuri și folosirea armăturilor de oțel permit utilizarea colectoarelor de acest tip cu diametre care pot ajunge pînă la 500 mm.

Colectoarele cu fixarea lamelor în material plastic (rășină) pot fi :

— fără bușă metalică (fig. 5.45, a) — pentru mașinile mici — cînd fixarea se face direct pe arborele randaliat, după ce s-a uns cu lac ;

— cu bușă metalică 3 (fig. 5.45, b) ;

— cu bușă metalică și inele metalice de strângere 4 (fig. 5.45, c), care sînt izolate înainte de turnare ;

— cu bușă și fixare, pentru turație mare (fig. 5.45, d).

B. Colectoare cu fixarea lamelor în coadă de rîndunică cu ajutorul conurilor metalice și izolante (fig. 5.46, fig. 21.7 și fig. 8.6)

Stringerea conurilor de fixare a lamelor pe coada de rîndunică se poate face :

— cu piuliță (fig. 5.46, fig. 8.6 și fig. 21.7, c) ;

— cu șuruburi sau prezoane (fig. 21.7, a) ;

— prin deformarea bușei după presarea axială a conurilor, similar ca în figura 5.45, c.

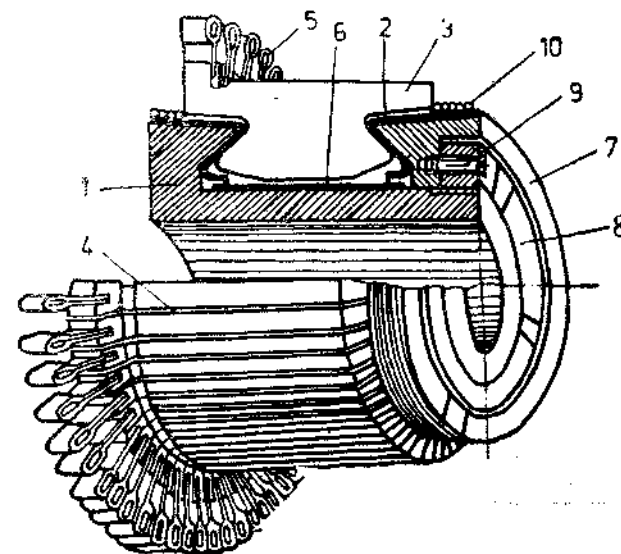


Fig. 5.46. Colector cilindric cu fixarea lamelor în coadă de rîndunică și stringere cu piuliță :

1 — bușă colectorului ; 2 — con izolant ; 3 — lamă de cupru ; 4 — lamă izolantă ; 5 — steguleț ; 6 — izolația bușei ; 7 — con metalic de presare ; 8 — piuliță de stringere ; 9 — șurub de asigurare ; 10 — bandaj izolant (din sfoară sau din bandă de fretare — poliglas).

Aceste colectoare sînt cele mai răspîndite, în special la mașinile de puteri medii și mari, avînd următoarele avantaje:

- strîngerea sigură cu ajutorul piulițelor sau șuruburilor;
- posibilitatea demontării și înlocuirii pieselor uzate sau cu defecte;
- posibilitatea realizării cu o mare varietate de dimensiuni.

Dintre dezavantaje pot fi menționate:

- tehnologie complexă și pretențioasă;
- costul ridicat al conurilor izolante;
- tendința colectorului de a se deforma prin încovoierea lamelelor atît la coada de rîndunică, cît și la mijlocul lamelei.

C. Colectoare cu inele de consolidare (fig. 5.47)

Se utilizează în special la viteze ridicate (viteze periferice peste 40 m/s). Față de cele anterioare sînt mai ieftine și au rezistență și stabilitate mai mari la viteze superioare, în schimb cer precizie sporită la prelucrarea inelelor de strîngere și prezintă dificultăți mari la demontare (în cazul unei recondiționări).

După modul de plasare a inelelor de strîngere, aceste colectoare pot fi:

- cu inele exterioare (fig. 5.47, a și b); inelele 2 strîng lamelele 1 peste un strat izolant 3 și le presează pe bușa interioară 5, prevăzută cu stratul izolant 4.

În cazul colectoarelor mai lungi există trei inele exterioare (fig. 5.47, b), iar lamelele pot fi centrate numai la un capăt pe arbore, la celălalt capăt fiind centrate prin șaiba elastică 6, care permite dilatarea axială;

- cu inele interioare (fig. 5.47, c), pentru colectoare de dimensiuni mai mici.

D. Colectoare speciale

Pot fi:

- pentru mașini de construcție specială (de exemplu mașini cu diametre foarte mari pentru laminoare), la care colectorul se montează pe butucul îndusului;

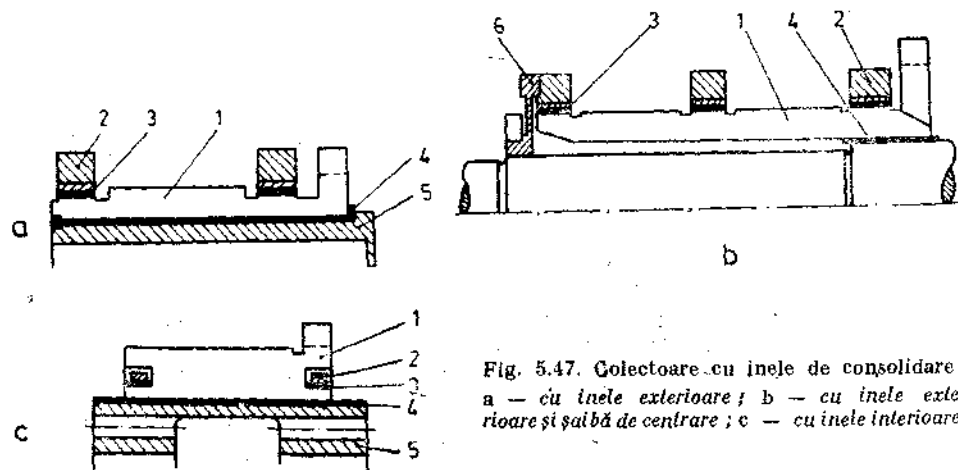


Fig. 5.47. Colectoare cu inele de consolidare: a — cu inele exterioare; b — cu inele exterioare și șaibă de centrare; c — cu inele interioare.

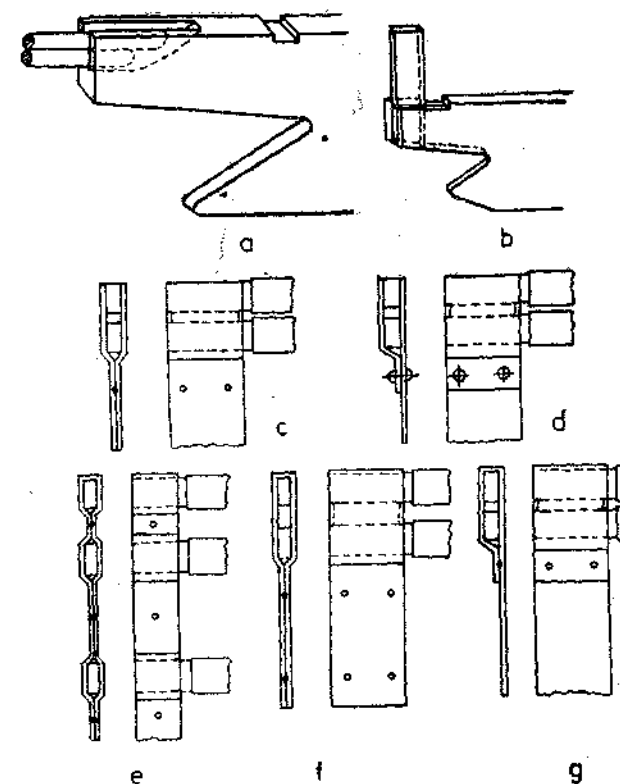


Fig. 5.48. Moduri de conectare a înfășurării rotorice la colector:

a, b — conectare directă; c + g — conectare prin intermediul stegulețelor.

- divizate, folosite în cazul curenților foarte mari, cînd rezultă colectoare prea lungi.

Principalele elemente constructive ale colectoarelor cilindrice, cu fixarea lamelelor în coadă de rîndunică sînt (fig. 5.46):

- *lamellele conductoare 3*, executate din bare de cupru electrolitic tare, cu puritate ridicată; barele sînt trase la rece, avînd secțiunea trapezoidală și de dimensiuni precise. Dimensiunile și numărul lamelelor colectorului se determină din calculul electromagnetic;

- *stegulețele 5*, utilizate în cazul cînd diametrul colectorului este mult mai mic decît al rotorului. Se confecționează din bandă de cupru cu grosimea de $0,5 \div 1,5$ mm și se lipesc prin sudare realizată cu ajutorul unui transformator de curent sau prin curenți de înaltă frecvență (la mașinile cu condiții grele de funcționare) sau prin cositorire de lamele (în canalele speciale, frezate în lamele). Conexiunile între secțiunile înfășurării și stegulețe se fac prin intermediul unor bucle ale acestora (mufe), realizate sub diferite forme (fig. 5.48, c + g). Dacă lungimea stegulețelor este mare, acestea se realizează curbate pentru a putea prelua dilatările cauzate de creșterea temperaturii în funcționare, iar păstrarea distanței între ele este asigurată prin rigidizarea cu sfoară sau elemente izo-

lante. Cind diametrul colectorului este apropiat de cel al indusului, conectarea secțiilor înfășurării la lamele se face direct prin lipire (fig. 5.48, a și b). În acest scop, în lamele se frează canale de dimensiunile conductorului, în care se lipesc capetele secțiilor;

— *lamelele izolante 4*, care au rolul de a izola lamelele de cupru între ele și de a păstra starea presată a colectorului; grosimea lor poate fi de 0,5–1,5 mm. Se execută din mică presată, întărită cu un conținut redus de liant, motiv pentru care poartă denumirea specială de *micanită de colector*. Pentru colectoarele mari, unde se cere o precizie sporită de asamblare, lamelele izolante se rectifică pe ambele fețe cu o precizie de 0,01 mm, operație care se numește *calibrare*;

— *conurile izolante 2* asigură izolarea coroanei colectorului (lamelelor) de sistemul de strângere (conurile metalice). Ele trebuie să suporte presiunea care se exercită asupra lor, fără să se deterioreze. În mod normal au grosimea de 1,5–3 mm (cel mai frecvent 2 mm). Materialul folosit la execuția conurilor este micanita de formare cu grosimea de 0,1–0,2 mm. Grosimea conului rezultă prin lipirea micanitei în mai multe straturi, sub formă de solzi, utilizându-se pentru formare dispozitive speciale, încălzite cu aburi sau rezistențe electrice; în acest fel lacul de lipire polimerizează cu conul izolant chiar în stare presată;

— *izolația bușei 6*, este executată din folie electroizolantă de 0,25 mm (micafoliu preimpregnat) prin *micanizare* și are grosimea cuprinsă între 1 și 2 mm. Este dispusă direct pe bușa colectorului, iar grosimea ei, realizată din mai multe folii suprapuse, depinde de mărimea colectorului și de tensiunea mașinii;

— *elementele metalice* ale sistemului de fixare a lamelelor cuprind (fig. 5.46): conul metalic de presare 7, bușa colectorului 1, care poate face corp comun cu unul din conurile de presare (fig. 5.46) sau se execută separat de conurile metalice (v. fig. 8.6), piulița de strângere 8, șurubul de asigurare a piuliței 9. Dacă strângerea nu se face cu piulița ca în figura 5.46, atunci se prevăd prezoane sau șuruburi de strângere ca în figura 21.7, a.

Sistemul de fixare a colectorului trebuie să asigure o comprimare minimă a lamelelor, rezistență din punct de vedere al menținerii formei cilindrice a suprafeței de lucru și elasticitate în direcție axială, pentru a permite dilatarea termică a lamelelor fără ovalizare.

Solicitările care apar în principalele elemente ale colectorului cu coadă de rîndunică și calculul mecanic al acestuia sînt prezentate în paragraful 21.2.

În funcție de mărimea mașinii, colectorul se poate monta direct pe arbore, pe nervuri sudate de arbore (v. fig. 8.6), pe un butuc sau pe roata indusului (în cazul mașinilor de diametre foarte mari).

5.11. PERIILE, PORTPERIILE ȘI SUPORTII PORTPERII

5.11.1. PERIILE

Legătura galvanică între înfășurările rotorice descurtecircuite (mobile) și bornele mașinii (fixe) se face prin intermediul periilor, care calcă pe colectoare sau pe inelele colectoare.

În scopul funcționării cât mai corecte a contactului alunecător, periile și sistemul de fixare a acestora trebuie să asigure următoarele condiții:

- omogenitatea și calitățile unguente ale materialului periei;
- poziția corectă a periilor față de colector sau inel;
- deplasarea radială a periilor, cu joc cât mai mic în direcțiile axială și tangențială (v. anexa 12, tabelul 12-III);
- repartitia corectă a periilor pe suprafața și periferia colectorului sau a inelului;
- presiunea necesară de apăsare a periilor, care trebuie să fie cât mai uniformă, chiar în condițiile uzurii lor;
- să fie suficient de rigid, pentru a nu vibra în timpul funcționării mașinii;
- să permită înlocuirea ușoară a periilor uzate.

Periile mașinilor electrice se execută din cărbune amorf, grafit natural, electrografit sau pulberi metalograftice (cupru grafitat sau bronz grafitat).

Periile din cărbune amorf se utilizează la mașinile de putere mică și tensiune sub 500 V. Cele mai frecvent utilizate pentru colectoare sînt *periile din electrografit*. Sorturile de perii mai tari conduc la o comutație mai bună, dar uzura colectorului este mai mare. Periile de electrografit se utilizează la mașinile de curent continuu de orice tensiune și la mașinile de curent alternativ cu colector. Periile mai moi se utilizează la mașinile de curent continuu cu comutație grea și, deoarece au coeficient de frecare redus, sînt indicate pentru mașinile cu turație mare.

Periile metalizate se folosesc, în special, la mașinile cu inele colectoare și uneori la cele de curent continuu cu tensiuni sub 30 V. În cazul mașinilor de curenți foarte mari se utilizează perii din țesături metalice și grafit.

Principalele caracteristici ale periilor de electrografit și de metal grafitat — simbol, rezistență specifică, coeficient de frecare, viteză maximă, densitatea de curent maximă, câț și domeniile de utilizare sînt date în tabelul 7.6.

Periile au formă paralelipipedică, iar dimensiunile lor (conform STAS 4199-76) sînt date în tabelul 12-1 (anexa 12).

Conexiunea electrică între perie și borna conducătoare de curent a portperiei sau a suportului portperie se face prin intermediul conductoarelor flexibile 5 (fig. 5.49), fixate în masa periei 1 prin nituri, prin presare sau prin lipire de armăturile 3 fixate de perie. Capetele dinspre borne ale conductoarelor flexibile sînt prevăzute cu papucii 6, pentru conexiune. În cazul periilor pentru inelele colectoare prevăzute cu dispozitiv de ridicare (fig. 5.52), conductoarele de conexiune pot lipsi, contactul dintre perie și portperie fiind asigurat cu ajutorul unor șuruburi de fixare.

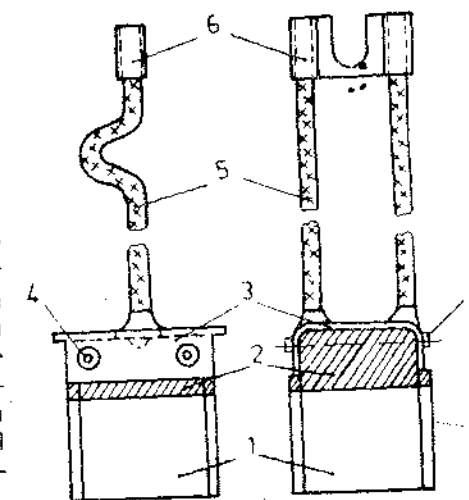


Fig. 5.49. Perie cu conexiune flexibilă:
1 — perie; 2 — suprafață metalizată; 3 — placă de cupru; 4 — nituri; 5 — conductor flexibil; 6 — papuc pentru conexiune.

Pentru o repartizare cât mai uniformă a densității de curenți în perie, se recomandă ca suprafața transversală a acesteia să nu depășească $1\ 250\text{ mm}^2$, iar la lățimi mai mari (în direcție tangențială) se preferă divizarea periilor pentru îmbunătățirea comutației.

5.11.2. PORTPERIILE

Portperiile au rolul de a menține periile în poziția corespunzătoare, de a asigura apăsarea acestora cu presiunea prescrisă și de a permite legătura electrică între perii și borne.

În funcție de mărimea și tipul mașinii la care se utilizează, de poziția și deplasarea periei, precum și de modul de fixare pe suport, portperiile pot fi de mai multe tipuri.

După poziția și deplasarea periei se deosebesc:

— portperii cu poziție radială (fig. 5.50 și fig. 5.51), deplasarea periei făcându-se în direcție radială;

— portperii cu poziție oblică față de suprafața de contact.

Cele mai utilizate sînt cele radiale, deoarece au construcție mai simplă și se pot folosi la mașinile cu două sensuri de rotație.

Pentru ca elementele arcuitoare, care asigură presiunea pe perie, să-și păstreze proprietățile elastice în timp, este bine ca prin ele să nu treacă curentul electric; de aceea apăsarea pe perii se face nu direct ci prin intermediul unor elemente (piese) izolante (poz. 6 în fig. 5.50 și poz. 9 în fig. 5.51).

După poziția relativă față de tije sau suport, portperiile pot fi:

— fixe (fig. 5.50 și fig. 5.51), cînd numai peria se poate deplasa în caseta fixă; se întîlnesc atît la mașinile cu colector cît și la cele cu inele colectoare;

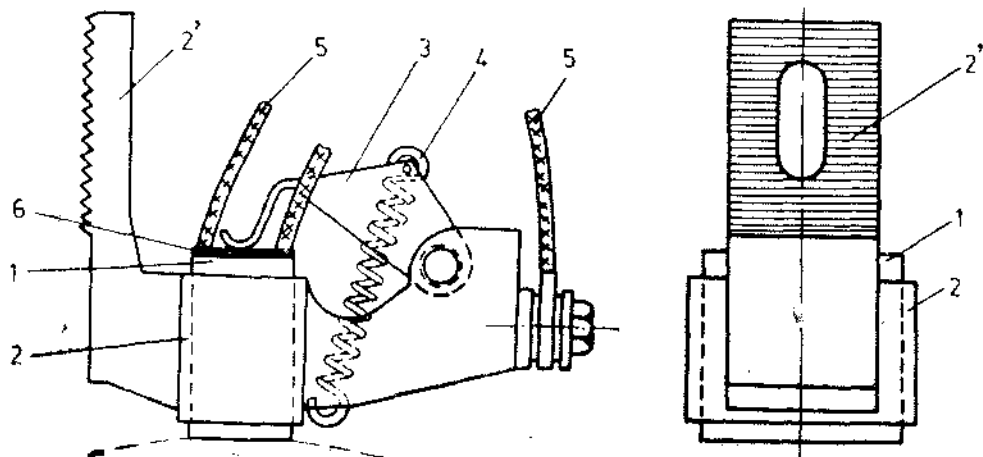


Fig. 5.50. Portperie radială cu arc spiral:

1 — perie; 2 — casetă portperie; 2' — brațul portperiei; 3 — piesă de transmitere a forței; 4 — arc; 5 — conductoare flexibile; 6 — izolație (pe care apasă 3).

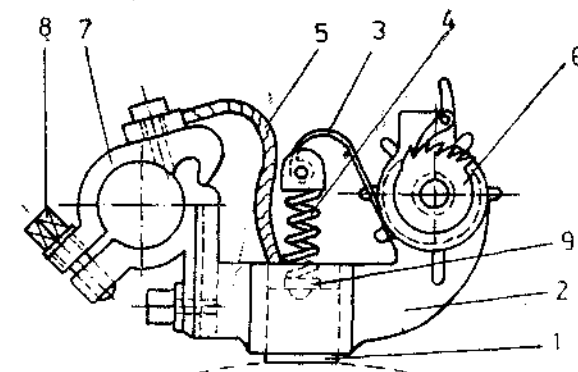


Fig. 5.51. Portperie radială cu arc spiral și arc „tip ceasornic”:

1 — perie; 2 — casetă; 3 — arc tip ceasornic; 4 — arc spiral; 5 — conductor flexibil; 6 — dispozitiv de reglare a presiunii; 7 — brațul portperiei; 8 — șurub pentru strângerea brațului pe suport; 9 — piesă izolantă (de apăsare).

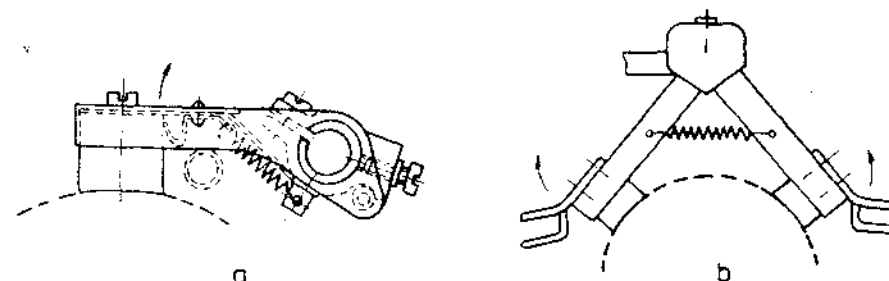


Fig. 5.52. Portperii pentru inele colectoare cu dispozitiv de scurtcircuitare a inelelor și de ridicare a periilor:

a — cu o singură perie pe inel; b — cu două perii pe inel.

— mobile (fig. 5.52), cînd peria este fixată în locul portperiei și întregul ansamblu se poate roti în jurul tijei de susținere. Acest tip de portperie se întîlnește numai la mașinile asincrone cu inele colectoare (fără reglaj de turație), în special la cele cu dispozitiv de scurtcircuitarea inelelor și ridicarea periilor după pornire.

În mod obișnuit, transmiterea forței de apăsare asupra periei, de la portperie, se realizează fie direct prin intermediul unui arc elicoidal, fie indirect cu un arc spiral (fig. 5.50 și fig. 5.52), sau combinat prin intermediul a două arcuri spirale sau a unui arc spiral și a unui arc „tip ceasornic” (fig. 5.51). Presiunea de apăsare este prescrisă de constructor (v. tabelul 7.6), în funcție de tipul periei.

În toate cazurile, forța de apăsare variază cu uzura periilor și de aceea anumite tipuri de portperii permit restabilirea forței prin reglarea poziției radiale a portperiei (fig. 5.50, poz. 2') sau arcului tip ceasornic cu ajutorul unui dispozitiv cu opritor (poz. 6 în fig. 5.51).

Principalele părți componente ale portperiilor sînt (fig. 5.50):

— caseta portperie 2, realizată prin turnare din bronz, urmată de prelucrarea corespunzătoare sau din tablă de alamă prin ștanțare și nituire;

- brațul de fixare al portperiei 2', ce susține caseta și care, de obicei, face corp comun cu caseta;
- arc principal 4, care realizează forța de apăsare;
- piesa 3 de transmitere a forței, din tablă sau material electroizolant;

- piese intermediare ale sistemului de transmitere a forței (vîrfuri de apăsare, izolații de apăsare), arcuri suplimentare (poz. 4 în fig. 5.51);
- organe de asamblare: șuruburi, șaibe, piulițe, bolțuri, știfturi etc.

În figura 5.52 sînt prevăzute două tipuri de portperii care se pot ridica, pentru inele colectoare.

5.11.3. SUPORȚII PORTPERII

Portperiiile sînt susținute de suporți speciali formați din tije și inele de fixare a tijelor (coliere).

Modul de fixare a portperiiilor pe tije sau suporți și a tijelor de colier depinde de tipul mașinii (cu inele sau cu colector).

A. La mașinile cu inele colectoare

Fixarea portperiiilor se face pe bolțuri izolate (fig. 5.53, a). Corespunzător unui inel, pe un bolț este fixată o singură portperie de tipul celei din figura 5.52, a sau două portperii în opoziție (fig. 5.52, b). La mașinile sincrone sînt două portperii pe tije, corespunzător celor două inele, iar la mașinile asincrone cu rotor bobinat sînt trei.

Distanța dintre portperii este determinată de distanța dintre inele, care depinde de tensiunea de lucru (v. fig. 5.43). Pentru evitarea conturnării se consideră necesară distanța de $2,5 \div 3 \text{ mm/100 V}$ [10].

Tije, de formă cilindrică sau prismatică, se fixează cu unul din capete de scut.

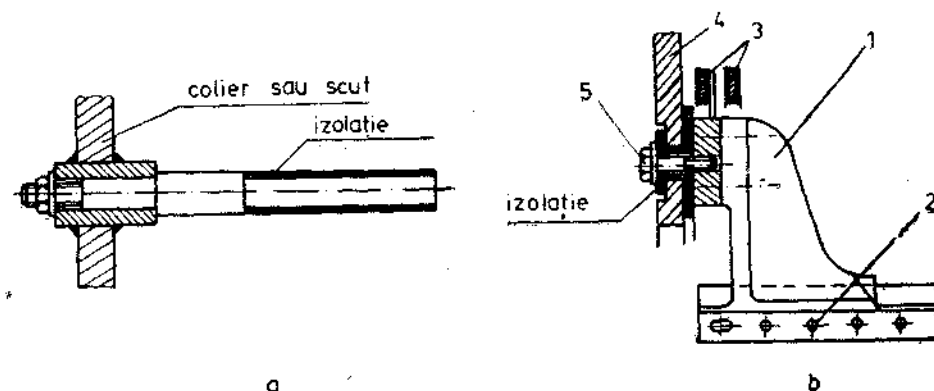


Fig. 5.53. Suporți portperii:

a — sub formă de tijă izolantă; b — sub formă de braț; 1 — braț; 2 — găuri pentru prinderea portperiiilor; 3 — inele de legătură între portperii; 4 — colier; 5 — șurub de fixare a brațului.

B. La mașinile de curent continuu

În mod obișnuit, portperiiile (una sau mai multe) se fixează de tije, care sînt izolate la capătul de prindere pe suport cu piese izolante de diferite forme, din materiale stratificate (micanită) sau din porțelan.

Numărul tijelor portperii, plasate echidistant, este egal cu numărul de poli, iar numărul de perii pe o tijă se adoptă în funcție de mărimea curentului din înfășurarea rotorică. Plasarea periiilor în direcție axială se face astfel încît suprafața colectorului să fie uniform solicitată (v. fig. 7.21).

Tijele portperiiilor sînt fixate cu capătul izolat de colier (poz. 4 în fig. 5.53), care poate fi de diferite forme și se execută în mod obișnuit din fontă.

Cînd tijele au lungime mare, se impune să se facă fixarea acestora și în partea opusă colierului cu ajutorul unui inel izolant, comun pentru toți suporții.

La mașinile de puteri mari, portperiiile se prind de brațele speciale 1 (fig. 5.53), care se fixează izolat de colier.

Tijele (brațele) portperiiilor de aceeași polaritate se unesc între ele cu ajutorul unor inele 3 din bare de cupru, îndoite în formă de cerc și izolate față de colier.

Colierul se fixează de scutul portlagăr din partea colectorului și trebuie să se poată roti pentru aducerea periiilor în axele neutre (corespunzător unei comutații favorabile). La mașinile mari, pentru rotirea colierului se prevede o transmisie cu șurub melc, care se fixează pe partea superioară a scutului, filetul său acționînd asupra dinților prevăzuți pe suprafața exterioară a colierului.

Legătura între dispozitivul portperii și bornele mașinii se execută cu conductoare flexibile, pentru a permite mobilitatea punții portperii.

5.12. ELEMENTELE DE VENTILAȚIE ȘI RĂCIRE

Pentru eliminarea căldurii care se produce în timpul funcționării mașinilor electrice, este necesar să se prevadă sisteme de ventilație și răcire. Agentul de răcire poate fi aerul (cel mai frecvent), hidrogenul, apa sau uleiul, care, în contact total sau parțial cu părțile active ale mașinii, transportă căldura produsă de acestea în exteriorul mașinii.

La mașinile electrice normale, în construcție protejată (IP 22, IP 23), în mod obișnuit, agentul de răcire este aerul a cărui mișcare se realizează de un ventilator propriu montat pe arbore, iar pentru mașinile închise (IP 44 și IP 54), ca agent interior se folosește aerul și ca agent exterior — aerul sau apa.

La mașinile închise, de puteri foarte mari (turbogeneratoare) se folosește ventilația forțată în circuit închis cu hidrogen, care are următoarele avantaje: asigură creșterea randamentului mașinii prin reducerea puterii ventilatorului, se micșorează efectul corona, conductibilitatea termică a hidrogenului este mai mare ca a aerului, nu poate apărea incendiu deoarece hidrogenul nu întreține arderea. Dezavantajele răcirii cu hidrogen constau în rezolvarea problemelor privind asigurarea etanșeității față de exterior și necesitatea unor carcase mai rezistente datorită pericolului de explozie.

În cazul turbogeneratoarelor cu puteri peste 250 MVA se folosește răcirea direct cu apă, fluidul de răcire circulînd chiar prin conductoarele electrice de formă tubulară, ale înfășurărilor (v. fig. 12.1, g și h).

Cu scopul de a mări suprafețele care se suflă cu aerul de răcire, atât în oțelul activ cât și în înfășurările mașinilor de puteri mari se prevăd canale de ventilație, care pot fi radiale sau axiale.

Când camera în care este instalată mașina cu ventilație în circuit deschis nu este suficient de mare, sau conține mediu cu impurități, se recurge la aducerea aerului rece din exterior prin conducte speciale. Dacă lungimea conductelor este prea mare, se preferă montarea unui filtru la gura de intrare a aerului în mașină, care joacă rol de purificator (fig. 1.22).

Elementele sistemelor de ventilație și răcire depind de tipul de protecție al mașinii (v. paragraful 1.2) și de tipul de ventilație (v. paragraful 1.3), cuprinzând în principal:

a) Pentru mașinile protejate cu autoventilație (v. figurile 1.14, 8.6, 11.6, 14.3 și 22.10):

- ferestrele de intrare și ieșire a aerului;
- canalele de ventilație (axiale sau radiale), prin care circulă aerul de răcire și care nu sînt obligatorii (aerul se poate sufla direct pe suprafețele miezurilor magnetice);
- ventilatorul;
- filtrul de aer (fig. 1.10, fig. 1.11 și fig. 1.22).

b) Pentru mașinile închise, cu autoventilație (v. figurile 1.17, 1.18, 1.19 și 1.20):

- canalele de ventilație (axiale sau radiale, în funcție de construcția miezului compact sau divizat);
- ventilatorul interior pentru circulația aerului în interiorul mașinii;
- ventilatorul exterior pentru suflarea suprafeței exterioare a carcasei (v. fig. 1.17 și fig. 1.18) sau a țevilor răcitorului (v. fig. 1.19 și fig. 1.20);
- capota exterioară pentru dirijarea aerului pe suprafața carcasei (v. figurile 1.17, 1.18 și 1.19);
- nervurile pe suprafața exterioară a carcasei (v. fig. 1.17 și fig. 1.18) și buzunarele interioare ale carcasei;
- schimbătorul de căldură format din țevi înglobate în carcasă (v. fig. 1.19 și fig. 1.20);
- schimbătoarele de căldură separate aer-aer (v. fig. 1.19 și fig. 1.20) sau aer-apă (fig. 1.21).

c) Pentru mașinile cu ventilație independentă:

- grupul motoventilator (fig. 1.22);
- conductele pentru dirijarea aerului.

În capitolul 22 se prezintă calculul ventilației mașinilor electrice rotative, avîndu-se în vedere sistemele reprezentative de ventilație și elementele componente ale circuitelor de ventilație.

5.12.1. VENTILATOARELE MAȘINILOR ELECTRICE

Circulația aerului de răcire se poate realiza, fie cu un ventilator care face parte integrantă din mașină (ventilator propriu căruia i se mai zice și *ventilator integrat*), fie cu ajutorul unui sistem de ventilație independent (*motoventilator*).

După construcția și modul de antrenare a aerului, ventilatoarele pot fi:

- *radiale sau centrifugale* (fig. 5.54, a), care absorb aerul prin spațiul inelar de diametru interior și îl evacuează prin spațiul inelar al diametrului mare;

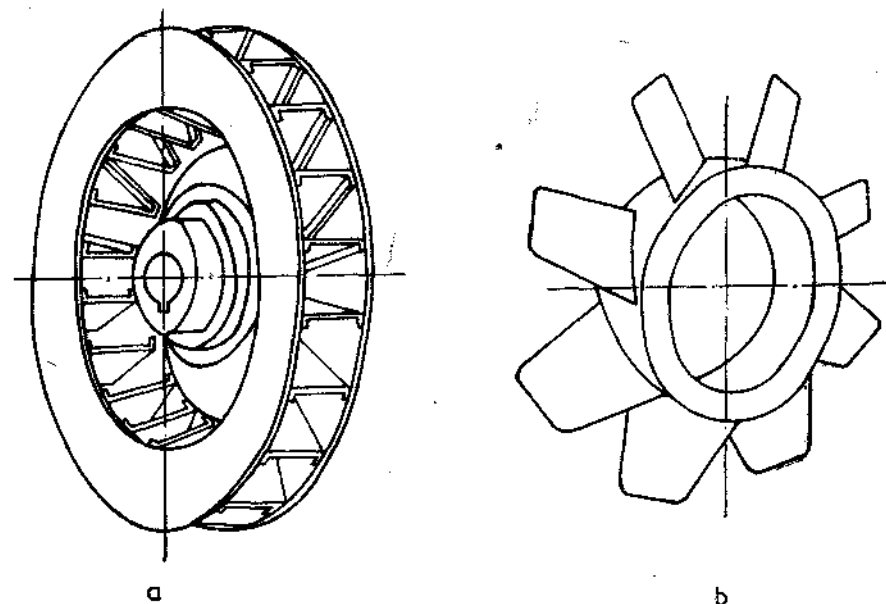


Fig. 5.54. Ventilatoare pentru mașinile electrice rotative:
a — radial; b — axial.

— *axiale sau elicoidale* (fig. 5.54, b), la care deplasarea aerului se face paralel cu axa de rotație.

În general, pentru diferențe de presiune ridicate și debite mai reduse (este cazul mașinilor electrice cu autoventilație) se utilizează ventilatoarele radiale, iar pentru mașini mai mici și pentru debite mari se utilizează ventilatoarele axiale.

A. Ventilatoarele radiale

Pot avea *palete drepte* dispuse radial (fig. 5.54, a), folosite pentru mașinile cu dublu sens de rotație, sau *palete curbe* (cu randament mai mare), folosite numai la mașinile cu un singur sens de rotație.

Aceste ventilatoare se execută din tablă de oțel prin sudare sau nituire, iar la mașinile de puteri mici se obțin prin turnare din aluminiu.

Principalele dimensiuni ale acestor ventilatoare sînt (v. fig. 22.3): diametrul exterior D_1 , diametrul interior D_2 și lățimea paletelor b . Numărul de palete se alege astfel încît prin dispunerea lor pe circumferință să se suprapună pe aproximativ 50% din lungimea acesteia.

B. Ventilatoarele axiale

Se folosesc mai rar, în special la mașinile de turație foarte mare și cînd este necesar un debit mare. Deși au randament mai bun, sînt mai zgomotoase decît cele radiale, iar sensul de circulație a aerului depinde de sensul de rotație.

Se execută prin turnare din oțel sau aluminiu — la turații mari — ori din palete separate, care se prind cu șuruburi sau cu nituri pe un inel central (butucul ventilatorului).

Ventilatoarele se montează direct pe arbore prin intermediul unei bușe ventilator (fig. 8.6, fig. 11.6 și fig. 14.3), sau pe suportul înfășurării rotorice (fig. 1.13 și fig. 1.20).

5.12.2. SCHIMBĂTOARELE DE CĂLDURĂ

În industrie se utilizează o mare varietate de construcții pentru schimbătoarele de căldură, care se deosebesc după principiul de funcționare, natura fluidelor, schema de circulație a agenților termici, temperaturile, presiunile și debitele acestora, forma, dimensiunile și materialul suprafețelor de transfer caloric etc.

Din punct de vedere constructiv și termodinamic, cea mai adecvată este schema corespunzătoare unor curenți încrucișați ai agenților de răcire, ce se realizează cu un fascicul de țevi, răcite în interior cu aer sau apă și spălate la exterior de fluxul de aer cald, perpendicular pe cel al fluxului rece, așa cum se vede în figura 5.55.

În figura 1.19, însă, curenții de aer sînt paraleli și dirijați în sensuri contrare; eficacitatea transferului de căldură este mai redusă dar construcția schimbătorului este mai simplă.

Pentru evacuarea căldurii, la mașinile electrice rotative se folosesc schimbătoarele de căldură aer-aer (la care atât agentul cald cît și cel rece este aerul) și aer-apă (la care agentul rece este apa).

A. Schimbătoarele de căldură aer-aer

Pot fi :

- înglobate în carcasă (fig. 1.19 și fig. 1.20) ;
- separate (fig. 5.55), montate deasupra (cel mai frecvent), dedesubtul sau pe părțile laterale ale mașinii.

Schimbătoarele înglobate sînt formate dintr-un ansamblu de țevi rotunde dispuse de jur împrejurul statorului mașinii, încastrate în doi pereți frontali ai carcasei, peste care se prevede o manta din tablă de oțel.

Schimbătoarele de căldură separate (fig. 5.55) sînt formate din ansamblul de țevi 1, din oțel sau aluminiu, încastrate în panourile frontale 5 și imbrăcate la exterior de carcasa schimbătorului 6. Aerul rece este împins de ventilatorul exterior în camera de dirijare 3 și mai departe prin interiorul țevilor, ou ajutorul deflectoarelor 4, preluînd căldura de la țevi și evacuînd-o în exterior. Aerul cald din mașină, antrenat de ventilatorul interior, intră în schimbător prin deschiderea 7, trece prin spațiul dintre țevi, fiind dirijat de paravanele 2 și iese răcit spre interiorul mașinii prin deschiderea 8.

Din analiza eficienței termodinamice a schimbătoarelor de căldură pentru mașinile electrice, a rezultat că modul de dispunere cel mai adecvat pentru țevi în panoul frontal este în „W întors” (vederea din B în fig. 5.55).

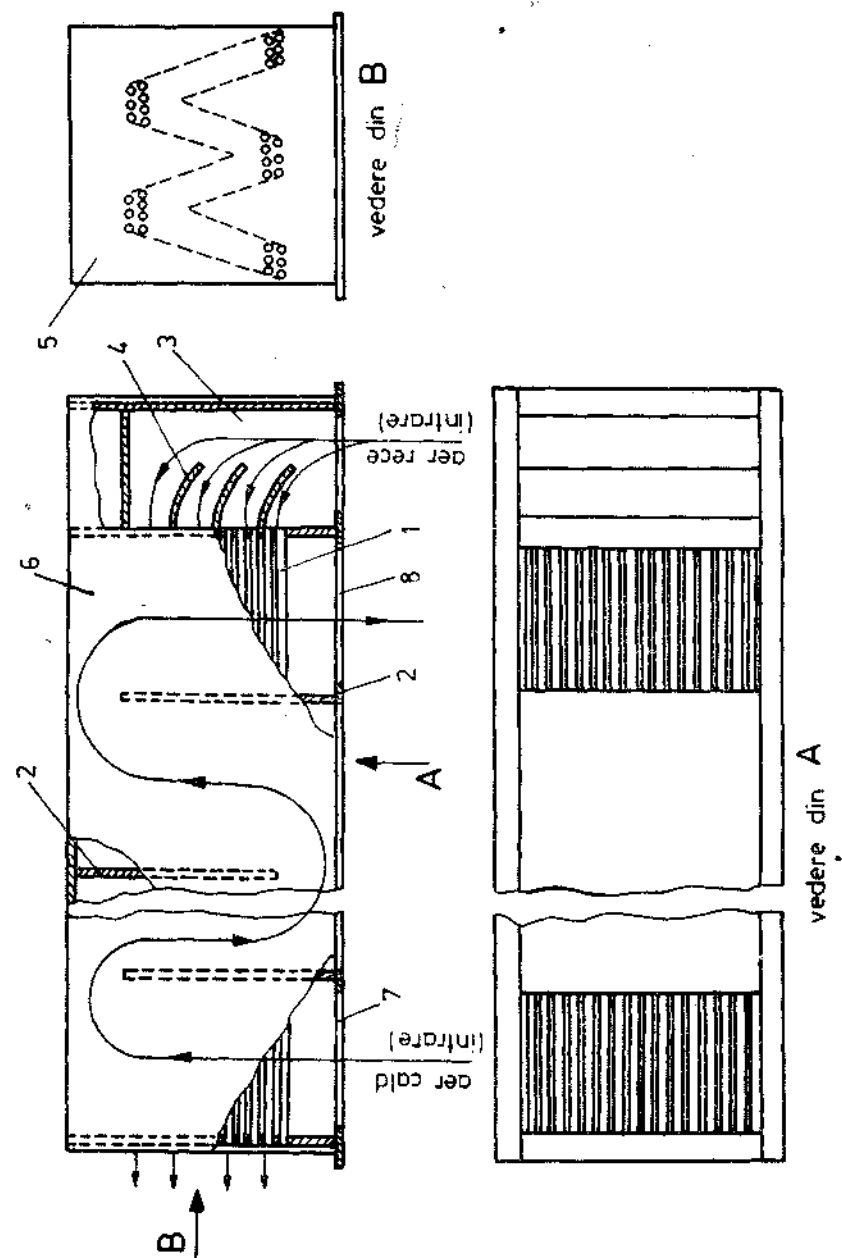


Fig. 5.55. Răcitor aer-aer :

1 — țevi; 2 — paravane; 3 — camera de dirijare; 4 — deflector; 5 — panou frontal; 6 — carcasă; 7, 8 — deschideri pentru aerul cald.

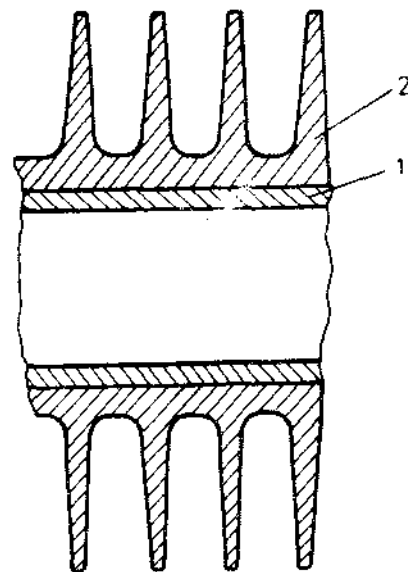


Fig. 5.56. Element pentru schimbătorul de căldură aer-apă:
1 — țevă; 2 — nervuri (aripioare).

B. Schimbătoarele de căldură-aer-apă

Se folosesc la mașinile închise, de puteri mai mari; construcția lor este asemănătoare cu cea a schimbătoarelor de căldură aer-aer.

Diferența mare între coeficienții de transmisie a căldurii prin convecție la aer și apă conduce la necesitatea măririi suprafeței de contact, a țevilor cu aerul prin prevederea unor nervuri (aripioare) de răcire pe țevi. Acest lucru are și dezavantaje, deoarece complică construcția răcitorului și duce la creșterea impedanței aerodinamice în circuitul aerului cald. Deci, elementele esențiale pentru schimbul de căldură sînt formate din țevi (de oțel zincat, alamă sau aluminiu) cu nervuri rulate în spirală din aluminiu (fig. 5.56).

Conductibilitatea termică globală (în W/m^2C) a schimbătorului de căldură este funcție de viteza apei, viteza aerului cald, tipul și diametrul țevelor.

5.13. CUPLAJE, ROȚI PENTRU CURELE ȘI PLĂCI DE FUNDATIE

Majoritatea mașinilor electrice se folosesc în condițiile în care mecanismul acționat (sau cel de antrenare) are un capăt al arborelui ieșit, de care se poate lega motorul (generatorul) electric fie direct, fie cu ajutorul unei transmisii prin curea.

În primul caz se folosesc mașini cu execuție normală (cu două lagăre de reazem), iar legătura se face prin intermediul cuplajelor.

În cazul transmisiei prin curea, pe extremitățile arborilor se montează roți de curea de dimensiuni corespunzătoare, iar mașina electrică trebuie să aibă cel puțin două lagăre. Introducerea unui al treilea lagăr de reazem devine necesară în cazul cînd forța de întindere a curelei provoacă solicitări mecanice prea mari asupra capătului de arbore și asupra lagărului mașinii din acea parte.

Dacă mecanismul acționat are un gabarit apropiat de dimensiunile de gabarit ale motorului electric, în multe cazuri este indicat să se monteze ambele mașini pe același suport numit *placă de fundație*. De asemenea, mașinile electrice cu două lagăre exterioare (nu înglobate în scuturi) necesită o placă de fundație comună (v. fig. 1.7, a) pentru asigurarea legăturii mecanice dintre

diferitele lor părți. Realizarea acestei legături se poate face și prin fundația pe care este montată mașina (v. fig. 1.7, b), în special la mașinile cu întrefier mare.

5.13.1. CUPLAJE

Cuplajul direct dintre arborele mașinii electrice și motorul de acționare sau mecanismul acționat poate fi *rigid* (fix), *elastic* sau *semielastic*.

La alegerea tipului de cuplaj se are în vedere atît caracterul cuplului (constant sau pulsator), cît și abaterea admisă de la unghiul de răsucire al arborelui.

a) **Cuplajul rigid** se utilizează la acționările cu cuplul pulsator, la cele care nu admit abateri de la unghiul de răsucire al arborilor și în cazul mașinilor cu un singur lagăr. Același tip de cuplaj se realizează în toate cazurile de execuție a agregatelor cu mai mult de două mașini pe o singură linie de arbori.

Cuplajul rigid se poate realiza prin flanșe comune cu arborele (fig. 5.57, a) sau prin semicuple (fig. 5.57, b).

Flanșele se forjează împreună cu arborii și asigură un diametru mai mic cuplajului.

Semicuplele se execută din oțel laminat, forjat sau turnat și se montează la cald pe capetele arborilor. Dimensiunile acestora se determină în funcție de diametrul capătului de arbore [1].

b) **Cuplajul elastic** (fig. 5.58) permite să se execute cu mai puțină meticulozitate (precizie) montajul liniei de arbori ai mașinilor care se cuplează. Elementul elastic în acest cuplaj este asigurat de unu sau mai multe inele din piele sau cauciuc, montate pe țije de oțel (fig. 5.59). Țijele sînt fixate de una din cuple prin intermediul filetului executat la capătul fără element elastic; partea de fixare a bulonului poate fi cilindrică sau conică.

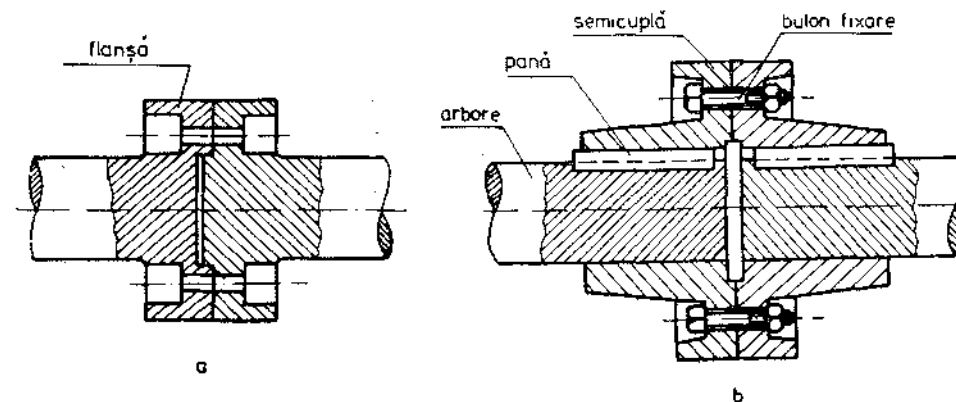


Fig. 5.57. Cuplaj rigid:
a — prin flanșe; b — prin semicuple.

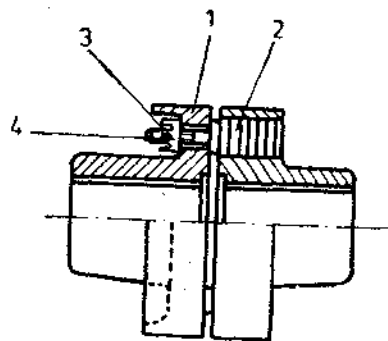


Fig. 5.58. Cuplaj elastic:
1 — semicuple; 2 — tijă (bulon) pentru
cuplaj elastic; 3 — piuliță crenelată;
4 — element de asigurare a piuliței.

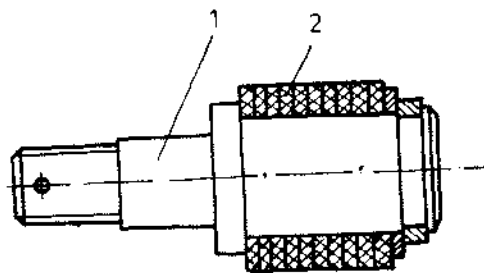


Fig. 5.59. Tijă pentru cuplaj semielastic:
1 — tijă (bulon); 2 — element elastic.

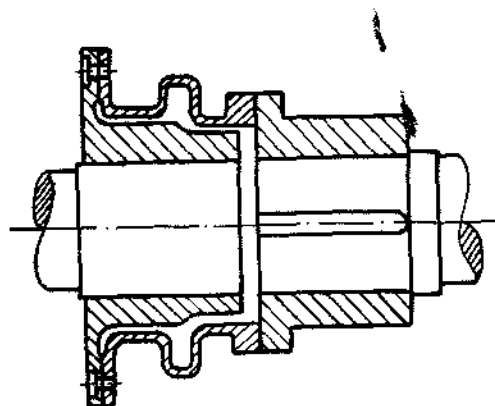


Fig. 5.60. Cuplaj semielastic.

c) **Cuplajul semielastic** permite abateri mici ale paralelismului între suprafețele frontale și între axele arborilor, în timpul funcționării. Această mică elasticitate se obține cu ajutorul părții intermediare ondulate (fig. 5.60), care leagă rigid ambii arbori, din punct de vedere al cuplajului.

5.13.2. ROȚI PENTRU CURELE

Prin intermediul curelelor se cuplează mașinile la care liniile arborilor sînt așezate paralel. Acest sistem de cuplaj asigură posibilitatea cuplării unor mașini care au turații diferite și diminuează transmiterea șocurilor mecanice între mașini.

Roțile pentru curele pot fi cu obadă cilindrică (fig. 5.61, a) sau cu obadă cu șanțuri cu șanțuri trapezoidale (fig. 5.61, b).

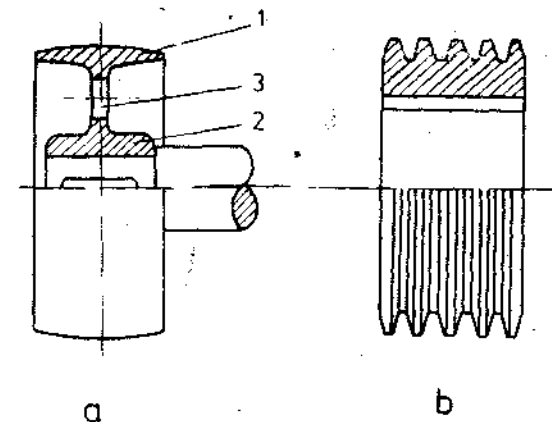


Fig. 5.61. Roți pentru curele:
a — cu obadă cilindrică; b — cu obadă cu șanțuri;
1 — obadă; 2 — butuc; 3 — braț (spîță).

Obada 1 (fig. 5.61, a) se leagă de butucul 2 prin intermediul brațelor 3. La roțile de curea cu diametrul mare, legătura se realizează cu ajutorul unor spițe radiale.

Curelele trapezoidale au următoarele avantaje față de cele plate:

- randament mai mare;
- nu necesită role de întindere;
- lățime mai mică a roții.

Aceste avantaje constituie un serios motiv pentru care acestea au o extindere mai mare, deși costul lor este mai ridicat.

În mod obișnuit, roțile de curea se obțin prin turnare din fontă sau din oțel, ori prin sudare.

În cazul cînd distanța dintre mașinile cuplate prin transmisie cu curea este mică, se folosesc role de întindere, a căror apăsare pe curea se face prin intermediul unui arc întins în prealabil.

5.13.3. PLĂCI DE FUNDAȚIE

În multe cazuri, atît la montarea mașinilor izolate, cît și în special, la montarea agregatelor, mașinile sînt instalate pe o placă de fundație comună, sau pe plăci de fundație separate (v. fig. 1.7, a).

Plăcile de fundație se execută prin turnare (mai rar) sau prin sudare din profile laminate.

Fixarea plăcilor de fundație pe masivul de fundație se face cu ajutorul unor buloane de diferite forme, iar prinderea satorului pe placa de fundație se realizează cu ajutorul șuruburilor.

Capitolul 6. ELEMENTELE CONSTRUCTIVE ALE MAȘINILOR DE CURENT CONTINUU

Mașinile de curent continuu cunosc o mare răspândire în sistemele de acționare electrică datorită caracteristicilor electromecanice avantajoase pe care le prezintă. Sînt utilizate atît în regim de motor, cît și în regim de generator, regimul de frînă fiind întîlnit numai pentru timp foarte scurt, la anumite mecanisme.

În figura 8.6 este reprezentată vederea de ansamblu, cu secțiunea longitudinală și transversală, a unei mașini de curent continuu în construcție normală și de putere medie.

Din punct de vedere constructiv, mașina de curent continuu se compune din trei părți principale, dintre care două sînt active (statorul și rotorul) și una cu rol constructiv.

● **Statorul**, sau partea imobilă a mașinii, cuprinde ca elemente principale: carcasa, polii principali (aparenți), înfășurarea de excitație a polilor principali (inductoare), polii auxiliari cu înfășurarea polilor auxiliari și înfășurarea de compensație care se prevede numai la mașinile mari sau la cele cu destinații speciale (tracțiune, metalurgie etc.).

● **Rotorul**, sau partea mobilă a mașinii, cuprinde: arborele, miezul feromagnetic al rotorului, înfășurarea indusului și colectorul.

● **Părțile constructive** ale mașinii de curent continuu ca de altfel la toate mașinile rotative, servesc la fixarea rotorului în stator, ajutînd ca acestea să-și îndeplinească funcțiile de elemente active și sînt: *lagărele*, *scuturile* (care pot avea lagărele înglobate în ele sau nu), *ansamblul perii* și *portperii*, *plăcile* și *cutiile de borne*, *ventilatoarele*, *schimbătoare de căldură* (la cele prevăzute cu acestea) și *elemente de protecție* (rame cu plase, jaluzele, obturatoare).

Statorul este armătura *inductoare* (cea care produce cîmpul magnetic principal), iar rotorul este armătura *indusă* (pe care se găsește înfășurarea în care se induce t.e.m.).

Carcasa reprezintă partea imobilă în care se fixează polii principali și auxiliari și prin intermediul căreia mașina se fixează pe fundație cu ajutorul tălpilor de prindere și al șuruburilor de fundație.

La marea majoritate a mașinilor de curent continuu, carcasa îndeplinește și rolul activ de jug magnetic statoric. Fiind parcursă de cîmp magnetic constant în timp (fără pierderi în fier), se construiește din materiale feromagnetice masive ca oțelul și fonta, în construcție turnată sau sudată (vezi paragrafele 5.1.2 A și 5.4.3). La mașinile de curent continuu cu frecvențe șocuri de sarcină și la cele alimentate de la redresoare comăndate, carcasa se execută sub formă lamelară (vezi fig. 5.31), prin împachetare din tole din tablă de oțel cu grosimea de 1—2,5 mm sau din tablă de oțel electrotehnic cu grosimea de 0,5 mm.

La micromașini și la mașinile de putere foarte mică, jugul statoric și polii se realizează prin ștanțarea dintr-o bucată din tablă de oțel electrotehnic.

Soluțiile constructive pentru carcasele mașinilor de curent continuu sînt prezentate în paragraful 5.4.3.

La motoarele de curent continuu pentru tracțiune, forma și dimensiunile carcasei se adaptează spațiului disponibil, verificîndu-se din punct de vedere magnetic și mecanic.

De ambele părți ale carcasei se fixează *scuturile* (v. paragraful 5.6), care, cel mai frecvent la mașinile mici și mijlocii, susțin *lagărele* de rostogolire

sau de alunecare (v. paragraful 5.8). La mașinile de puteri foarte mari, suportii lagărelor (de obicei cu alunecare) sînt plasați în afara carcasei, pe placa de fundație a mașinii.

Formele constructive ale carcaselor și șcuturilor sînt destul de variate, în funcție de putere, domeniul de utilizare și tipul de protecție al mașinii.

Polii principali se pot executa din oțel masiv, ceea ce ar necesita un volum de manoperă pentru prelucrare foarte mare sau, cel mai frecvent, prin împachetare din tole de tablă de oțel cu grosimea de 1—2,5 mm și presate cu ajutorul unor tije, sudate la capetele polilor de tolele marginale (v. paragraful 5.1.2 B). Acești poli susțin bobinele înfășurării de excitație și se fixează de carcasă prin intermediul șuruburilor (v. fig. 8.6).

Partea dinspre rotor a polilor principali — numită *talpă polară* — are o lățime mai mare, asigurînd susținerea bobinelor și o distribuție corespunzătoare a cîmpului magnetic inductor în întrefier. În vederea creșterii reluctanței magnetice pe calea cîmpului magnetic de reacție transversală a indusului, în zona capetelor piesei polare se adoptă întrefierul mai mare (v. fig. 4.5 și fig. 7.9).

Polii auxiliari se execută din același material ca și polii principali și sînt plasați în axele de simetrie dintre aceștia (axele neutre). Principalele forme constructive utilizate pentru polii auxiliari sînt prezentate în figura 7.25.

Înfășurările de excitație ale polilor principali și auxiliari se execută sub formă de bobine concentrate (v. paragraful 5.2.3), din conductor de cupru rotund, dreptunghiular sau din bare, în funcție de mărimea curentului. Bobinele se conectează în serie sau serie-paralel, astfel încît să se obțină un cîmp magnetic heteropolar pe periferia rotorului.

Bobinele polare din bare se folosesc în special pentru înfășurările de excitație serie și înfășurările polilor auxiliari (v. paragraful 5.2.3 B).

La mașinile de curent continuu cu șocuri de sarcină, cît și la motoarele cu gamă mare de reglaj al vitezei de rotație se prevede *înfășurarea de compensație*, realizată din bare izolate (v. paragraful 5.2.4 H), introduse în creștăturile practicate în piesele polare ale polilor principali (fig. 5.9 și fig. 7.36).

Miezul feromagnetic al rotorului se construiește din tole de oțel electrotehnic, de formă circulară, cu creștături uniform repartizate pe periferie. Tolele se confecționează din tablă silicioasă laminată la rece cu cristale neorientate, de grosime 0,5 mm, izolată cu lac sau oxizi în vederea reducerii pierderilor în fierul miezului rotoric.

Din punct de vedere constructiv (v. paragraful 5.1.1), miezul feromagnetic al rotorului poate fi compact (fig. 1.18) sau divizat (fig. 4.1 și fig. 8.6). În primul caz, intensificarea răcirii miezului se face prin prevederea canalelor de ventilație axiale (fig. 5.1), iar în cel de al doilea caz prin intermediul canalelor de ventilație radiale (fig. 8.6).

Fixarea miezului feromagnetic pe arbore se poate face direct ca în figura 1.18 și în figura 22.14, prin intermediul nervurilor sudate pe arbore (fig. 8.6), prin intermediul unui butuc (fig. 5.6), sau prin intermediul unei stele ca în figura 10.12.

La mașinile cu diametru mare, miezul rotoric se obține din segmente de tole împachetate prin întrefesere (fig. 10.12).

Înfășurarea indusului (v. paragraful 5.2.4 F) este constituită din secții plasate în creștături, ale căror capete sînt legate la lamelele colectorului, (fig. 8.6 și 7.32). Tipul înfășurării (buclată, ondulată sau combinată, simplă

sau multiplă) depinde de numărul căilor de curent în paralel, care este impus de mărimea curentului total al înfășurării (v. paragraful 7.4).

Secțiunea conductoarelor rezultă în funcție de curentul pe calea de curent și de densitatea de curent admisă.

La mașinile de curent continuu de puteri medii și mari, cu înfășurarea multiplă sau buclată simplă, în special la cele care au condiții grele de funcționare, se prevăd *legături echipotențiale* (v. paragraful 5.2.4 G) cu rolul diminuării curenților de circulație între căile de curent în paralel, care s-ar închide prin perii.

Conductoarele legăturilor echipotențiale se pot plasa în partea colectorului (fig. 5.23, a) sau în partea opusă colectorului (fig. 5.23, b).

Colectorul este un subansamblu caracteristic mașinilor de curent continuu și constă din lamele de cupru tare, de secțiune trapezoidală, izolate atât între ele, cât și față de elementele de strângere și la care se leagă capetele secțiilor înfășurării induse, direct (fig. 5.48, a, b) sau prin intermediul stegulețelor (fig. 5.48, c—g și fig. 8.6).

Formele constructive ale colectoarelor întâlnite la mașinile de curent continuu și elementele acestora sunt prezentate în paragraful 5.10.

Pe suprafața exterioară a colectorului calcă *periile* (v. paragraful 5.11.1), realizate din grafit sau cel mai frecvent din electrografit.

Periile sunt ghidate de *portperii* (v. paragraful 5.11.2), prevăzute cu arcuri care apasă periile pe suprafața colectorului cu o forță corespunzătoare unei valori prescrise a presiunii.

Portperiile sunt susținute de *suportii portperiilor* (v. paragraful 5.11.3), ce se prind izolat de un colier, care la rândul său se fixează pe scut sau pe o piesă de ghidare solidară cu carcasa și poate fi rotit în anumite limite pentru a aduce periile în poziția necesară unei funcționări corecte a mașinii (adică în axa neutră). Numărul suportilor portperii este egal cu numărul de poli ai mașinii, iar pe fiecare suport pot fi una sau mai multe portperii, plasate pe tije.

Indusul și colectorul se fixează pe *arborele* mașinii (v. paragraful 5.7) direct sau prin intermediul unor bușe. Tot pe arbore se fixează și ventilatorul (v. paragraful 5.12.1).

Capetele înfășurărilor mașinii și tijele portperii sunt conectate galvanic la *borne*, fixate pe o placă de borne solidară cu carcasa, fiind de regulă protejate într-o *cutie de borne* (v. paragraful 5.5).

Capitolul 7. CALCULUL ELECTROMAGNETIC AL MAȘINII DE CURENT CONTINUU

În general, datorită calităților sale, mașina de curent continuu (c.c.) este frecvent utilizată în diverse domenii, în special acolo unde se cere o plajă mare de variație a turației, dese porniri în sarcină și inversări de sens (în tracțiunea electrică, instalații de foraj, laminare), cu toate că din punct de vedere constructiv și al exploatarei este ceva mai pretențioasă decât alte tipuri de mașini electrice. De asemenea, mașina de curent continuu poate fi utilizată și ca excitatoare pentru mașinile sincrone.

Ca la orice mașină electrică, proiectarea și construcția mașinii de curent continuu depinde atât de o serie de date inițiale pe care, după execuție, în timpul funcționării, mașina trebuie să le asigure, numite *date nominale* cât și de diferiți factori legați de condițiile în care se face exploatarea și care determină tipul ei constructiv.

Din această cauză, tema de proiectare va trebui să cuprindă atât datele nominale (a căror semnificație este arătată în STAS 1893-87), cât și factorii constructivi sau condițiile de lucru ori de mediu, ale mașinii.

Rezultă că *tema de proiectare* trebuie să cuprindă următoarele date :

- regimul de funcționare : generator sau motor ;
- puterea nominală : P_N în W sau kW și care este puterea electrică debitată la borne, în cazul generatorului, sau puterea mecanică debitată la arbore, în cazul motorului ;
- tensiunea nominală : U_N în V ;
- viteza nominală de rotație : n_N în rot/min ;
- tipul excitației (derivație, mixtă etc.) ;
- tipul constructiv (orizontal, vertical etc.), conform STAS 3998-74 (vezi paragraful 1.1) ;
- tipul de protecție (închis, deschis, protejat etc.) conform STAS 625-85 (vezi paragraful 1.2) ;
- serviciul de lucru (permanent, scurtă durată, intermitent etc.), conform STAS 1893-87 ;
- condiții speciale (domeniul de reglaj al tensiunii, turației etc.) ;
- condițiile mediului ambiant ;
- altitudinea ;
- alte condiții specifice.

În cazul în care tema nu specifică toate punctele de mai sus, se subînțelege o mașină normală, orizontală, cu serviciul de lucru permanent (S_1), fără condiții speciale, cu mediul ambiant normal ; la astfel de mașini se vor face referiri în continuare în lucrarea de față.

7.1. DETERMINAREA MĂRIMILOR DE BAZĂ

Aceste mărimi care se determină în funcție de datele nominale, servesc la stabilirea dimensiunilor principale ale mașinii și sunt :

7.1.1. PUTEREA INTERIOARĂ (ELECTROMAGNETICĂ) P_i

A atât pentru regimul de generator cât și pentru cel de motor, puterea interioară se determină cu relațiile :

$$P_{iG, M} = E_G, M I_{aG, M} \text{ [W]}, \quad (7.1)$$

sau

$$P_{iG, M} = \frac{1 + \eta}{2\eta} P_N \text{ [W]}, \quad (7.2)$$

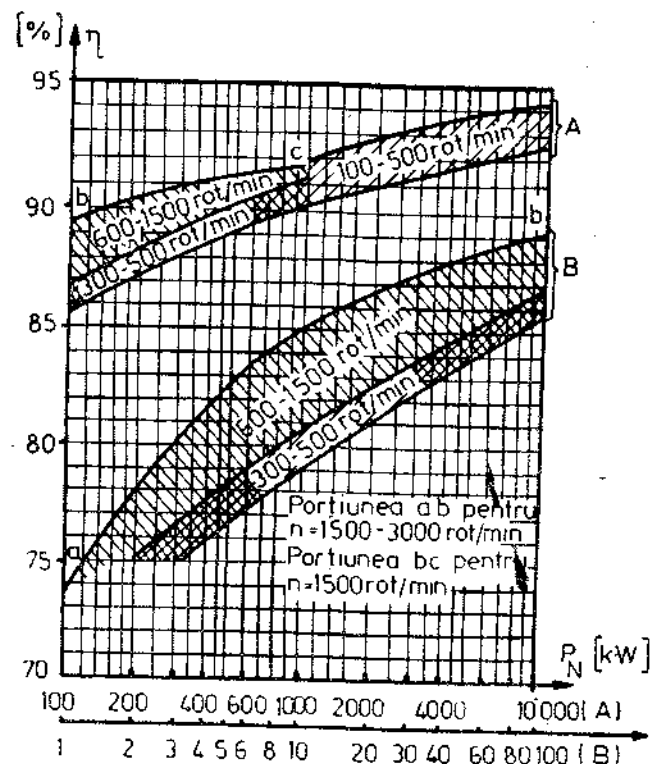


Fig. 7.1. Randamentul mașinii de curent continuu cu izolație de clasă F.

în care :

P_N este puterea nominală debitată la borne (ca generator) sau la arbore (ca motor) în W;

η — randamentul nominal al mașinii de curent continuu. De obicei $\eta = f(P_N, n)$ și este indicat pentru mașinile cu izolație de clasă F în figura 7.1.

Pentru relația (7.1), expresiile tensiunii electromotoare (t.e.m.) din indus E , și curentului total din indus I_a se vor deduce în continuare, iar pentru P , vezi și observația de la paragraful 7.1.2.

7.1.2. TENSIUNEA ELECTROMOTOARE E și CURENTUL DIN INDUS I_a

a) Pentru regimul de generator.

T.e.m. din indus se determină cu una din relațiile :

$$E_G = U_N \frac{1 + \eta}{2\eta} + \Delta U_{pe} \quad [\text{V}],$$

sau :

$$E_G = k_{UG} U_N \quad [\text{V}],$$

(7.3)

în care : ΔU_{pe} este căderea de tensiune pe perechea de perii la contactul dintre perie și colector (v. tabelul 7.6).

Pentru mașinile de c.c. se poate lua în medie :

$$\Delta U_{pe} = 2 \div 2,5 \text{ V}.$$

Curentul din indus, pentru generatorul cu autoexcitație (excitație derivație) este :

$$I_{aG} = I_{NG} + i_e = I_{NG}(1 + k_e) \quad [\text{A}],$$

sau :

$$I_{aG} = k_{IG} I_{NG} \quad [\text{A}],$$

(7.4)

unde :

$$I_{NG} = \frac{P_N}{U_N} \quad [\text{A}] \text{ este curentul nominal al generatorului;}$$

i_e — curentul de excitație ;

$k_e = \frac{i_e}{I_N}$ — coeficientul de proporționalitate între curentul de excitație și cel nominal (v. tabelul 7.1).

Tabelul 7.1

Valorile coeficienților k_G , k_M și k_e

Puterea mașinii [kW]	k_G	k_M	k_e
≤ 1	1,5—1,15	0,7—0,84	0,2—0,08
1—10	1,2—1,1	0,82—0,87	0,1—0,025
10—100	1,15—1,06	0,85—0,94	0,035—0,02
100—1 000	1,06—1,03	0,93—0,97	0,02—0,01

Pentru excitație separată $k_e = 0$.

Coeficienții k_{UG} și k_{IG} au următoarele valori și semnificații :

$k_{UG} = 1,05 \div 1,12$ este coeficientul corespunzător căderii de tensiune ;

$k_{IG} = 1,01 \div 1,07$ este coeficientul corespunzător curentului de excitație.

Valorile mai mici corespund mașinilor de puteri mari și invers.

b) Pentru regimul de motor.

T.e.m. din indus se determină cu una din relațiile :

$$E_M = U_N \frac{1 + \eta}{2} - \Delta U_{pe} \quad [\text{V}],$$

sau :

$$E_M = k_{UM} U_N \quad [\text{V}].$$

(7.5)

Curentul din indus (pentru motorul cu excitație derivație) este :

$$I_{aM} = I_{NM} - i_e = I_{NM}(1 - k_e) \quad [\text{A}],$$

sau :

$$I_{aM} = k_{IM} I_{NM} \quad [\text{A}].$$

(7.6)

unde :

k_e — din tabelul 7.1, ca și la generator ;

$$k_{UM} = 0,90 \div 0,95 ;$$

$$k_{IM} = 0,94 \div 0,99.$$

Valorile mai mici corespund mașinilor de puteri mici, iar cele mari, mașinilor de puteri mari ;

$$I_{NM} = \frac{P_N}{\eta U_N} \text{ [A]} \quad (7.7, a),$$

este curentul nominal absorbit, din rețea, de către motor.

OBSERVAȚII.

1) Pe baza relațiilor (7.3) și (7.4) pentru generator și (7.5) și (7.6) pentru motor) expresia dată de relația (7.1) devine :

a) Pentru generator :

$$P_{IG} = E_G I_{aG} = k_{UG} U_N k_{IG} I_{NG} = k_G P_N \text{ [W]}, \quad (7.7)$$

unde :

$k_G = k_{UG} k_{IG}$ — are valorile indicate în tabelul 7.1 ;

$$P_N = U_N I_{NG} \text{ [W]} \text{ (v. rel. (7.4, a)).}$$

b) Pentru motor :

$$P_{IM} = E_M I_{aM} = k_{UM} U_N k_{IM} I_{NM} = k_M \frac{P_N}{\eta} \text{ [W]}, \quad (7.8)$$

unde :

$k_M = k_{UM} k_{IM}$ se ia din tabelul 7.1 ;

$$\frac{P_N}{\eta} = U_N I_{NM} \text{ [W]} \text{ (v. rel. (7.6, a)).}$$

Relațiile (7.7) și (7.8) sînt foarte comode în proiectare, însă au limite largi pentru coeficienți, din care cauză relația (7.1) este mai precisă.

2) Pentru mașinile în clasa de izolație F, care au limite mai ridicate ale temperaturii de lucru a înfășurărilor ($\theta = 115^\circ\text{C}$), este indicat ca pentru coeficientul k_{UG} să se aleagă valori apropiate de limita superioară, iar pentru k_{UM} de limita inferioară, deoarece căderile de tensiune ($\Sigma R_a I_a$) sînt mai mari.

7.1.3. NUMĂRUL DE POLI $2p$

Numărul de poli rezultă pe două căi :

a) Din relația frecvenței, numărul perechilor de poli p este :

$$p = \frac{60f}{n_N}, \quad (7.9)$$

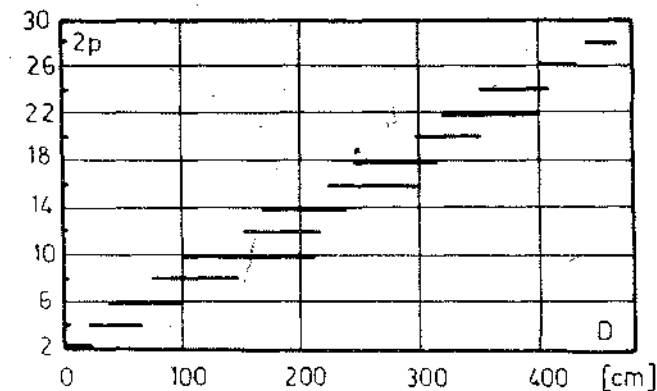


Fig. 7.2. Numărul de poli (orientativ) al mașinii de curent continuu.

în care :

f este frecvența t.e.m. din indus și care în mod normal are valori cuprinse în limitele $20 \div 75$ Hz, iar uneori mai mari ($100 - 120$ Hz) ;

n_N — turația nominală, în rot/min.

Valorile mai mici ale frecvenței f conduc la creșterea dimensiunilor mașinii, iar valorile mai mari la creșterea accentuată a pierderilor în miezul feromagnetic al rotorului.

b) Din condiția de flux magnetic minim pe pol.

Fluxul magnetic total al mașinii ($2p\Phi$), pentru o anumită mașină, este practic constant. De aceea pentru a avea fluxul magnetic util pe pol Φ mai mic, este recomandabil ca numărul de poli $2p$ să fie mare, însă conform relației (7.9) frecvența să nu iasă din limite. De aceea, practic, $2p$ se poate lua și din figura 7.2 trasată pentru o serie de mașini, deja construite, după estimarea orientativă a diametrului D .

La stabilirea corectă a numărului de poli mai trebuie avute în vedere următoarele considerente :

— cu creșterea numărului de poli $2p$, scade fluxul magnetic util pe pol și odată cu acesta și dimensiunile circuitului magnetic (în special al jugurilor magnetice) ; crește însă atât frecvența f și deci pierderile în fierul rotorului, a căror pondere este însă mai mică decât a pierderilor electrice, cât și dimensiunile constructive (scuturi, lagăre, ventilatoare), deoarece rezultă un diametru D mai mare și o lungime ideală l_i mai mică. Pe de altă parte, creșterea diametrului D și scăderea lungimii mașinii creează condiții de ventilație și răcire mai bune, ceea ce permite o creștere atât a lui $\lambda = l_i/\tau$ spre limita superioară (1,3—1,5), cât și a densității de curent J din înfășurări, avînd ca rezultat final o scădere a consumului de materiale active ;

— în cazul cînd trebuie utilizată înfășurarea buclată (la curenți I_a mari), atunci numărul de poli $2p$, trebuie corelat și cu numărul de căi de curent în paralel (la înfășurarea buclată $2a = 2mp$) ;

— numărul de poli $2p$ mai poate fi stabilit uneori și de posibilitățile constructive ale fabricației sau chiar de existența unei ștanțe pentru polul principal (mai ales dacă se fabrică un număr mic de mașini).

7.1.4. COEFICIENTUL DE ACOPERIRE IDEALĂ A PASULUI POLAR α_i

Coeficientul α_i depinde atât de coeficientul de acoperire a pasului polar :

$$\alpha_p = \frac{b_p}{\tau},$$

unde :

b_p este lățimea arcului polar (v. fig. 7.10) ;

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} - \text{pasul polar,}$$

cît și de legea de variație în spațiu a curbei inducției magnetice în întrefier B_{δ} (v. și paragraful 4.1.2 punctul c).

● Pentru mașini cu poli auxiliari : $\alpha_i = 0,6 \div 0,75$.

● Pentru mașini fără poli auxiliari : $\alpha_i = 0,65 \div 0,8$.

În general, pentru mașini multipolare ($2p \geq 4$) și cu poli auxiliari, α_i se poate lua orientativ din figura 7.3 (se estimează orientativ D , urmînd a se verifica după calculul diametrului).

● Pentru mașini mici cu $2p = 2$, $\alpha_i = 0,6 \div 0,65$ (valorile mai mici fiind pentru mașini cu poli auxiliari).

De obicei se poate lua :

$\alpha_i \approx \alpha_p$, pentru mașini cu întrefierul variabil, pe deschiderea piesei polare (v. fig. 7.10), adică pentru forma aproximativ sinusoidală a inducției magnetice în întrefier ;

$\alpha_i = \frac{b_i}{\tau}$, în care $b_i \approx b_p + 2\delta$, pentru mașini cu întrefierul constant pe deschiderea piesei polare, adică pentru o formă trapezoidală a inducției magnetice în întrefier (v. și observația de la punctul 7.5).

7.2. CALCULUL DIMENSIUNILOR PRINCIPALE

Calculul dimensiunilor principale, ale mașinii de curent continuu, are drept scop stabilirea diametrului exterior D al indusului (al rotorului) și lungimea ideală l_i , în funcție de care rezultă gabaritul mașinii.

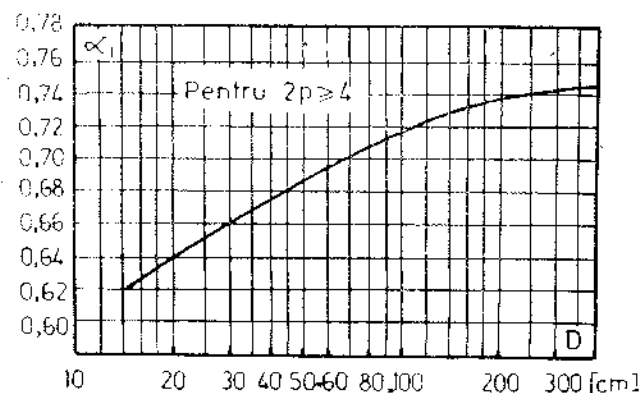


Fig. 7.3. Coeficientul α_i , în funcție de diametrul rotorului D pentru $2p \geq 4$, la mașina de curent continuu.

7.2.1. CALCULUL DIAMETRULUI INDUSULUI

Calculul diametrului indusului (rotorului) se poate face pe două căi :

A) Din relația (4.25, a) cu puterea interioară P_i (în loc de S_i) și turația în rot/min, se determină volumul materialelor active, obținînd astfel o relație între D și l_i :

$$D^2 l_i = \frac{60 P_i}{n_N C} \quad [\text{dm}^3]. \quad (7.10)$$

Cea de a doua relație între D și l_i se obține prin intermediul factorului de formă al mașinii λ dat de relația (4.24) :

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau} \Rightarrow l_i = \lambda \tau = \lambda \frac{\pi D}{2p}.$$

Introducînd pe l_i în relația (7.10) și rezolvînd-o se obține :

$$D = \sqrt[3]{\frac{2p 60 P_i}{\pi \lambda n_N C}} \quad [\text{dm}]. \quad (7.11)$$

pentru :

P_i — în W ;

n_N — în rot/min ;

C — în J/dm³.

Valorile coeficientului de utilizare C , în funcție de P_N/n_N , pentru mașinile de curent continuu normale sînt indicate în figura 7.4.

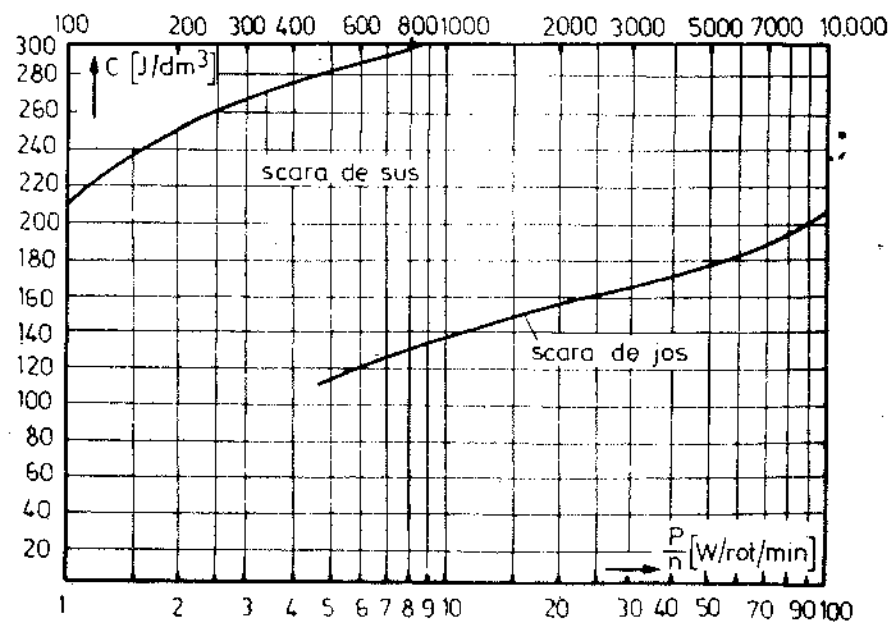


Fig. 7.4. Coeficientul de utilizare al mașinilor de curent continuu, în construcție protejată și clasă de izolație F.

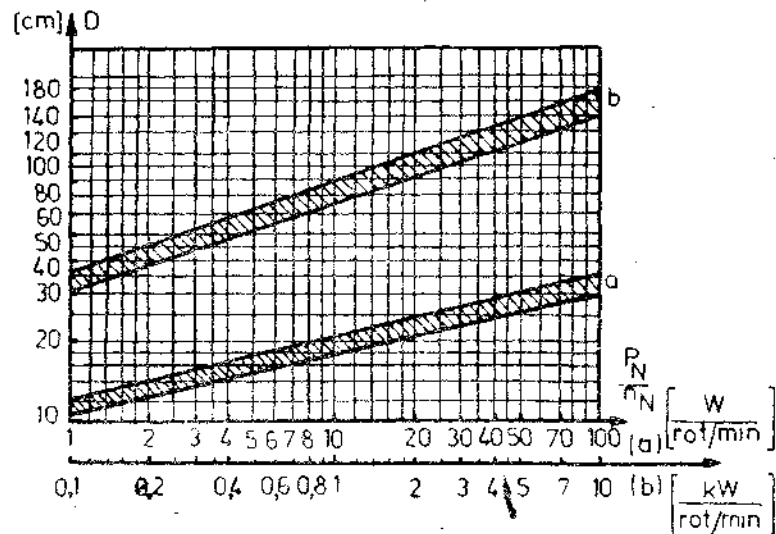


Fig. 7.5. Diametrul rotorului mașinii de curent continuu, în funcție de P_N/n_N .

Raportul $\lambda = \frac{l_i}{\tau}$ este cuprins de obicei pentru mașini normale în limitele :

$$0.5 < \lambda < 1.5. \quad (7.12)$$

Mai exact se poate aprecia inițial λ între limitele :

$$0.85 < \lambda < 1.3. \quad (7.12, a)$$

Pentru o apreciere mai corectă a valorii lui λ , a se vedea atât observația de la paragraful 4.3.1, cât și considerentele de la paragraful 7.1.3.

B) Utilizând experiența obținută în acest domeniu de diverse firme constructoare de mașini electrice se poate determina, orientativ, diametrul D în funcție de raportul $\frac{P_N}{n_N}$ din graficul indicat în figura 7.5.

În funcție de necesitățile constructive sau funcționale, valorile reale ale diametrelor se pot abate față de cele din figura 7.5.

OBSERVAȚIE. Din motive tehnologice, în proiectare este practică metoda așa-zisei normalizări a valorilor diametrelor, în special pentru diametrele exterior stator la mașinile de curent alternativ.

Pentru mașinile de curent continuu valorile normalizate ale diametrului indusului diferă în funcție de gama stațiilor bloc adoptate de uzina constructoare.

Ca orientare generală se recomandă ca aceste diametre să fie rotunjite din 20 în 20 mm; 280, 300, 320... etc.

Cînd din calcul rezultă o valoare apropiată de cea normalizată a diametrului exterior stator (de la mașinile de curent alternativ), se recomandă să se adopte acea valoare și pentru diametrul indusului mașinii de curent continuu. Aceste diametre sînt indicate în tabelul 10.2. După stabilirea lui D se calculează pasul polar :

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} \quad [m].$$

7.2.2. CALCULUL LUNGIMII MAȘINII DE CURENT CONTINUU

A. Lungimea ideală l_i

Se determină în funcție de diametrul D și solicitările electromagnetice, din relația (4.20) :

$$l_i = \frac{60 P_i}{\alpha \pi^2 D^2 n_N A B_8} \quad [m], \quad (7.13)$$

cu : P_i în W ; D în m ; n_N în rot/min ; A în A/m și B_8 în T.

Valorile solicitărilor electrice A și magnetice B_8 sînt funcție de diametrul D ; pentru clasa de izolație F sînt date în figura 7.6.

După determinarea lui l_i cu relația (7.13) se verifică raportul $\lambda = \frac{l_i}{\tau}$ care trebuie să fie încadrat în limitele indicate de relațiile (7.12) și (7.12, a). Dacă λ nu se verifică se schimbă diametrul D , în sensul dorit și implicit A și B_8 , astfel încît pentru noua lungime l_i valoarea lui λ să se încadreze în limitele impuse (dacă λ este mic, se micșorează D și invers).

B. Lungimea geometrică l_g

Se determină în funcție de construcția miezului feromagnetic și de lungimea ideală (v. și paragraful 4.1.2, b).

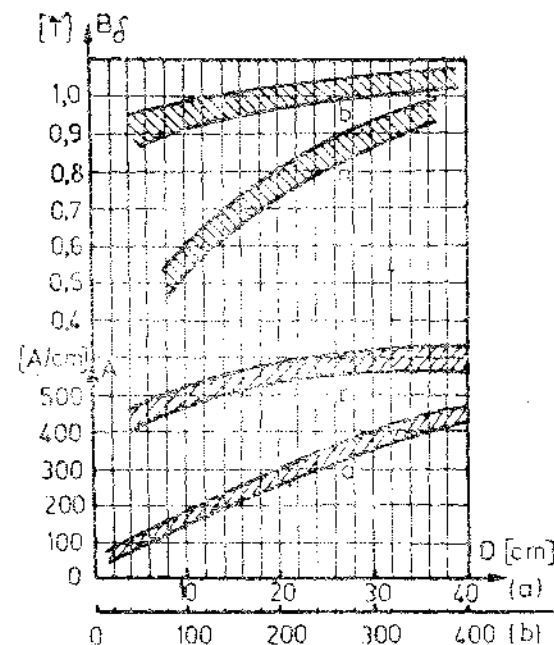


Fig. 7.6. Valorile păturii de curent A și inducției magnetice în întregul B_8 (valoare maximă), în funcție de diametrul rotorului.

Din punct de vedere constructiv, miezul feromagnetic poate fi :

a) **compact** — fără canale radiale de ventilație pentru diametre mici și lungimi care nu depășesc 20–25 cm. În acest caz :

$$l_g \approx l_i,$$

iar pentru răcire se prevăd canale axiale de ventilație ;

b) **divizat** — cu canale radiale de ventilație ca în figura 4.1, a.

Pentru pachete și canale se recomandă următoarele limite :

$$l_1 = 4 \div 6 \text{ cm} ;$$

$$b_e = 1 \div 1,5 \text{ cm (mai frecvent 1 cm).}$$

În acest caz (v. și relațiile 4.3 și 4.4) :

$$l_g \approx l_i + 0,5 n_r b_r [\text{m}]. \quad (7.14)$$

în care : n_r este numărul canalelor de ventilație radială.

Astfel de construcții ale miezului se recomandă pentru $l_g \geq 20-25 \text{ cm}$; $D \geq 30-35 \text{ cm}$ (asamblat pe nervuri sudate pe arbore) și în general pentru intensificarea răcirii mașinii.

După definitivarea miezului se determină exact :

$$l_g = (n_r + 1)l_1 + n_r b_r [\text{m}] ; \quad (7.14, a)$$

$$l_i = l_g - 0,5 n_r b_r [\text{m}],$$

care trebuie să aibă valoare apropiată de cea calculată cu relația (7.13) ;

$$l_{Fe} = (n_r + 1)l_1, \quad (7.14, b)$$

dacă toate pachetele sînt egale și au lungimea l_1 și :

$$l_{Fe} = \sum_{i=1}^{n_r+1} l_{1i} [\text{m}], \quad (7.14, c)$$

cînd pachetele de tole nu sînt egale (de obicei cele de margine sînt mai mari cu 1–2 cm decît cele din interior, dar astfel încît lungimile pachetelor să fie rotunjite din 5 în 5 mm).

OBSERVAȚIE. În cazul în care diametrul se calculează cu relația (7.11), lungimea ideală se poate determina din raportul λ impus :

$$l_i = \lambda \tau.$$

Lungimea astfel obținută, este mai puțin precisă decît cea cu relația (7.13), depinzînd de valoarea arbitrară (însă în limite) atribuită lui λ .

7.3. SOLICITĂRILE ELECTROMAGNETICE ALE MAȘINII DE C.C.

De valorile solicitărilor electromagnetice depind dimensiunile geometrice ale mașinii, urmărindu-se, de regulă, creșterea acestor solicitări.

7.3.1. SOLICITĂRILE ELECTRICE

1) **Pătura de curent A** se determină în funcție de diametrul D din figura 7.6 (v. paragraful 7.2.2 A).

2) **Densitatea de curent :**

a) În înfășurarea indusului densitatea de curent J_a — depinde de construcția înfășurării (în bare sau sîrmă), de turația mașinii, clasa de izolație și sistemul de ventilație adoptat.

Încălzirea mașinii este, de fapt, dependentă de produsul celor două solicitări electrice AJ_a .

În mod obișnuit $J_a = 4 \div 8 \text{ A/mm}^2$ valorile mai mici fiind pentru mașini de turație joasă și clasă B de izolație, iar cele superioare pentru mașini bine ventilate, de turație mare și clasă de izolație F.

Mai frecvent, pentru clasa B de izolație se poate adopta : $J_a = 4,5 \div 6,5 \text{ A/mm}^2$, iar pentru clasa F, $J_a = 5,5 \div 7,5 \text{ A/mm}^2$.

O delimitare orientativă a valorilor densității de curent din indus, pe tipuri de mașini, este indicată în tabelul 7.2.

Tabelul 7.2

Valorile orientative ale densității de curent din înfășurarea indusului mașinii de curent continuu, pentru clasă de izolație F

Tipul mașinii	J_a [A/mm ²]	Produsul AJ_a [A/cm · A/mm ²]
Mașini lente : $n = 250 \div 500 \text{ rot/min.}$	3,5 ÷ 5,5	—
Mașini de turație medie : $n = 600 \div 1\,200 \text{ rot./min.}$	5,2 ÷ 6,75	1 800 ÷ 2 300
Mașini de turație mare : $n \geq 1\,500 \text{ rot./min.}$	6,5 ÷ 7,5	2 200 ÷ 3 000
Mașini cu ventilație independentă : — pentru metalurgie	4 ÷ 6	1 700 ÷ 2 400
— pentru tracțiune	4,5 ÷ 6,5	2 200 ÷ 3 200

b) În înfășurarea de excitație derivație și separată densitatea de curent J_e , se alege la valoarea optimă din punct de vedere al puterii de excitație și al încălzirii, în conformitate cu indicațiile din tablul 7.3.

— Pentru $n < 250 \text{ rot/min}$, $J_e = 1,4 \div 1,8 \text{ A/mm}^2$;

— Pentru conductor de Al, valoarea lui J_e se ia mai mică cu 40–50 % decît pentru Cu.

c) În înfășurarea de excitație serie, de compensație și a polilor auxiliari densitatea de curent J_s , în clasă F de izolație, se ia :

$J_s = 3,5 \div 5 \text{ A/mm}^2$ — pentru bobine din bare într-un strat ;

$J_s = 3,2 \div 4,2 \text{ A/mm}^2$ — pentru bobine din sîrmă în mai multe straturi.

Valoarea densității de curent în înfășurarea de excitație, derivație și/sau separată

Tabelul 7.3

Construcția mașinii	Densitatea de curent „ J_z ” [A/mm ²]		
	Clasa de izolație		
	A	B	F, H
Mașini cu autoventilație axială $D \leq 20$ cm; $n = 600 - 3000$ rot/min	3-4	3,5-4,5	3,5-4,5
Idem $D = 20-50$ cm, cu bobine divizate în secții prin canale de ventilație	2,5-3	2,5-3,5	3-4
Mașini cu ventilație forțată și bobine nedivizate $D \geq 30$ cm; $n \geq 250$ rot/min	1,6-2,5	2-3	2,5-3,5

7.3.2. SOLICITĂRILE MAGNETICE

1) Inducția magnetică maximă în întrefier B_g se determină în funcție de diametrul D din figura 7.6 (v. paragraful 7.2.2. A).

2) Inducțiile magnetice (maxime) în miezurile feromagnetice:

a) Inducția magnetică maximă în dinții rotorului:

— creștătură cu pereții paraleli: $B'_a \leq 2 \div 2,3$ T;

— dinte cu pereții paraleli: $B'_a \leq 1,7 \div 1,9$ T.

b) Inducția magnetică în jugul rotorului: $B_{ja} = 1,3 \div 1,5$ T.

c) Inducția magnetică în miezul polului principal: $B_m = 1,4 - 1,6$ T.

d) Inducția magnetică maximă în dinții polului principal (cînd există):
 $B'_{ac} \leq 1,8 \div 2$ T.

e) Inducția magnetică în jugul statoric (carcasă):

— din oțel (laminat sau turnat): $B_{js} = 1,1 \div 1,3$ T;

— din fontă (turnat): $B_{js} = 0,5 \div 0,6$ T.

f) Inducția magnetică în miezul polului auxiliar: $B_{mk} < 1$ T. (mai frecvent $0,6 \div 0,8$ T).

7.4. CALCULUL ȘI ALEGEREA ÎNFĂȘURĂRII INDUSULUI

Înfășurarea indusului este una dintre cele mai importante părți ale mașinii, de alegerea ei depinzînd caracteristicile și funcționarea acesteia.

Pe de altă parte, tipul și deci caracteristicile înfășurării sînt dictate de mărimea puterii și tensiunii mașinii.

7.4.1. CARACTERISTICILE CONSTRUCTIVE ȘI CONDIȚIILE DE SIMETRIE ALE ÎNFĂȘURĂRIILOR DE CURENT CONTINUU

A) Înfășurarea buclată:

a) pasul rezultant: $y = y_1 - y_2$, avînd valorile:

$y = \pm 1$ — pentru înfășurarea buclată simplă;

$y = \pm m$ — pentru înfășurarea buclată multiplă de ordinul m (semnul +, pentru înfășurările neîncrucișate sau normale, iar semnul —, pentru cele încrucișate);

b) pasul principal:

$$y_1 = \frac{K}{2p} \mp \epsilon = \text{număr întreg}, \quad (7.15)$$

unde: K este numărul lamelor colectorului (semnul —, corespunde pasului scurtat cu ϵ , iar semnul +, corespunde pasului lungit cu ϵ). Cînd $\epsilon = 0$ rezultă pasul diametrului $y_{1r} = \frac{K}{2p}$, care, dacă se adoptă, trebuie să fie număr întreg;

c) numărul căilor de curent în paralel:

$2a = 2p$ — pentru înfășurarea buclată simplă;

$2a = 2mp$ — pentru înfășurarea buclată multiplă.

unde: a este numărul perechilor de căi de curent în paralel;

d) condițiile de simetrie sînt:

$$\frac{Z}{p} = \text{număr întreg} : \begin{cases} \text{dacă } u = 1 \rightarrow \frac{Z}{p} - \text{poate fi par sau impar;} \\ \text{dacă } u > 1 \rightarrow \frac{Z}{p} \text{ și } \frac{K}{p} - \text{să fie impare,} \end{cases}$$

în care:

u este numărul de creștături elementare într-o creștătură reală;

Z — numărul de creștături reale ale rotorului.

Se observă că pentru $u = \text{număr întreg par}$ și pentru $\frac{Z}{p} = \text{număr întreg}$, rezultă $\frac{K}{p} = \frac{Zu}{p} = \frac{Z}{p} u = \text{număr întreg par}$, care este admisibil, în aceste condiții.

Dacă $u > 1$, se definește și pasul în creștături reale.

$y_{1z} = \frac{Z}{2p} \mp \epsilon$, în funcție de care se disting două cazuri:

— pentru $y_{1z} = \frac{y_1}{u} = \text{număr întreg}$ — rezultă înfășurare cu secții egale;

— pentru $y_{1z} = \frac{y_1}{u} \neq \text{număr întreg}$ — rezultă înfășurare în trepte, indicată la mașini cu condiții grele de funcționare (de exemplu în tracțiune, în metalurgie) unde comutația constituie o problemă deosebit de importantă. La înfășurarea în trepte, laturile de ducere ale celor u secții se află în aceeași creștătură, iar laturile de întoarcere se află în creștături diferite (în funcție de scrutarea ϵ_z a pasului y_{1z}), îmbunătățindu-se astfel comutația prin reducerea inductanței mutuale dintre secții.

Înfășurările buclate necesită legături echipotențiale :

— pasul legăturilor echipotențiale $y_e = \frac{K}{p} = \text{număr întreg}$;

— numărul legăturilor echipotențiale : pentru condiții normale de comutație, se recomandă o legătură echipotențială la cca. 3 lamele (secții); dacă $u > 1$ se recomandă o legătură echipotențială la o creștătură reală;

— secțiunea conductorului legăturii echipotențiale se adoptă constructiv ca fiind $1/3$ din secțiunea conductorului înfășurării.

B) Înfășurarea ondulată :

a) pasul rezultat $y = y_1 + y_2$ avind valorile :

$y = \frac{K \mp 1}{p} = \text{număr întreg}$ — pentru înfășurarea ondulată simplă;

$y = \frac{K \mp m}{p} = \text{număr întreg}$ — pentru înfășurarea ondulată multiplă

de ordinul m (semnul $-$, pentru înfășurările neîncrucișate sau normale, iar semnul $+$, pentru cele încrucișate);

b) pasul principal y_1 este identic ca la înfășurarea buclată (v. rel. 7.15);

c) numărul căilor de curent în paralel :

$2a = 2$ — pentru înfășurarea ondulată simplă;

$2a = 2m$ — pentru înfășurarea ondulată multiplă;

d) condițiile de simetrie sînt :

$\frac{p}{a}, \frac{Z}{a}$ și $\frac{K}{a} = \text{numere întregi}$.

Din $y = \frac{K \mp a}{p}$ (a fiind egal cu m) se obține :

$$K = py \pm a = Zu. \quad (7.16)$$

Din relația (7.16) rezultă că pentru $u > 1$ trebuie luate numai anumite valori ale lui u , care satisfac această relație.

Dacă $u > 1$, ca și la înfășurarea buclată, se pot distinge două cazuri :

— pentru $y_{12} = \frac{y_1}{u} = \text{număr întreg}$ — rezultă înfășurare cu secții egale;

— pentru $y_{12} = \frac{y_1}{u} \neq \text{număr întreg}$ — rezultă înfășurare în trepte.

Înfășurările ondulate simple nu necesită legături echipotențiale, motiv pentru care se pot adopta și înfășurări ondulate simple cu secție moartă însă înfășurările ondulate multiple trebuie prevăzute cu legături echipotențiale al căror pas este :

$$y_e = \frac{K}{a} = \text{număr întreg}.$$

Numărul și secțiunea conductoarelor legăturilor echipotențiale se stabilesc după aceleași criterii ca la înfășurarea buclată.

C) Înfășurarea combinată, denumită și *tip broască*, se compune dintr-o înfășurare buclată simplă și una ondulată multiplă, trebuind să îndeplinească următoarele condiții :

a) numărul căilor de curent în paralel al celor două înfășurări să fie același, ceea ce înseamnă că :

$(2a)_e = (2a)_o \Rightarrow m_o = p$ — adică ordinul de multiplicare m_o al înfășurării ondulate este tocmai p ;

b) pasul rezultat al înfășurării ondulate este :

$$y_o = \frac{K \mp m_o}{p} = \frac{K}{p} \mp 1;$$

c) dacă și înfășurarea buclată trebuie aleasă multiplă de ordinul m_o , atunci, din motive de comutație, lățimea periei b_{pe} trebuie să satisfacă două condiții :

$$b_{pe} \geq m_o + 1 \text{ lamele},$$

$$b_{pe} \geq t + 1 \text{ lamele},$$

în care : t este cel mai mare divizor comun al lui p și m_o .

De obicei, înfășurarea combinată se recomandă pentru mașini de puteri mari.

7.4.2. ALEGEREA TIPULUI DE ÎNFĂȘURARE ȘI ELEMENTELE EI

A. Tipul înfășurării

Se stabilește în funcție de numărul căilor de curent în paralel necesare.

Din expresia t.e.m. din indus :

$$E = \frac{p}{a} \frac{n_N}{60} N \Phi \quad [\text{V}], \quad (7.17)$$

rezultă numărul total de conductoare al înfășurării indusului

$$N = \frac{60 E}{pn_N \Phi} a, \quad (17.17, a)$$

unde : n_N este turația nominală, în rot/min ;

$\Phi = \alpha_i \tau l_i B_8$ [Wb] — fluxul magnetic util pe pol ;

cu :

τ, l_i — în m ;

B_8 — în T.

Analizînd relația (7.17, a), se constată că pentru a avea N mic trebuie ca a să fie mic (pentru E, p, n, Φ dați).

Însă a mic înseamnă curent pe calea de curent :

$$i_a = \frac{I_a}{2a}, \quad (7.18)$$

mare, o secțiune mare a conductorului și deci o umplere bună a creștăturii.

Reiese că ar fi de preferat o înfășurare cu număr mic de căi de curent în paralel, care este înfășurarea ondulată simplă, mai ales că nu necesită legături echipotențiale.

Pe de altă parte însă, secțiunea mare a conductorului conduce la o execuție greoaie, la pierderi suplimentare mari în cuprul înfășurării rotorului și la o comutație mai dificilă.

Din aceste cauze s-a limitat valoarea maximă a curentului pe o cale de curent :

$$i_{a \text{ admis}} \leq 250 \div 350 \text{ A}, \quad (7.18, a)$$

valorile mai mari fiind indicate pentru mașini cu frecvența f mică și bine ventilate.

Rezultă astfel numărul căilor de curent în paralel :

$$2a = \frac{I_a}{i_{a \text{ admis}}}, \quad (7.18, b)$$

care dictează, în final, alegerea tipului de înfășurare (ondulată sau buclată, simplă sau multiplă etc.). Valoarea exactă a curentului pe o cale de curent i_a se determină apoi cu relația (7.18), după alegerea înfășurării și stabilirea definitivă a lui $2a$ conform paragrafului 7.4.1.

B. Numărul de lamele ale colectorului K

Rezultă ca fiind cuprins între două limite K_{max} și K_{min} , determinate de condiția numărului de spire pe secție w_s minimă și a valorii admisibile pentru tensiunea dintre două lamele (ambele condiții cerute de o comutație cât mai bună).

a) Se determină N cu relația (7.17, a).

Numărul lamelor de colector rezultă din relația

$$K = \frac{N}{2w_s}, \quad (7.19)$$

Pentru o comutație cât mai bună se recomandă ca w_s să fie cât mai mic. De asemenea înfășurarea în bare cu $w_s > 1$ nu este tehnologică, adică se execută foarte greu.

De aceea, impunând $w_{smin} = 1$, rezultă :

$$K_{max} = \frac{N}{2}. \quad (7.19, a)$$

Pentru K_{max} este necesară, din punct de vedere constructiv, o verificare prealabilă a dimensiunilor minime ale lamelei de cupru (b_{kmin}), de la colector.

Astfel, pasul minim la colector este :

$$t_{kmin} = \frac{\pi D_k}{K_{max}} = b_{kmin} + b_{izk},$$

unde D_k este diametrul colectorului.

— Inițial, se poate estima (v. și paragraful 7.8) :

$$D_k \approx (0,6 \div 0,85) D$$

(în medie $D_k \approx 0,75 D$).

— Pentru t_{kmin} se recomandă :

$t_{kmin} \approx (0,4 \div 0,6) \text{ cm}$, cu grosimea lamelei izolante $b_{izk} = (0,08 \div 0,15) \text{ cm}$.

— Se alege mai întâi b_{izk} și rezultă :

$$b_{kmin} = t_{kmin} - b_{izk} \geq 0,3 \text{ cm}.$$

Dacă b_{kmin} nu se încadrează în limite se schimbă fie D_k , fie K_{max} (pentru $w_s = 2; 3$ etc.).

b) Pentru mașinile cu tensiune mare, se determină numărul minim de lamele :

$$K_{min} = \frac{2pU_N}{U_{kmax}}, \quad (7.20)$$

unde U_{kmax} este valoarea maximă admisibilă a tensiunii dintre două lamele.

Pentru mașinile normale se poate lua :

$U_{kmax} \leq 15-16 \text{ V}$ — la mașini fără înfășurare de compensație ;

$U_{kmax} \leq 20 \text{ V}$ — la mașini cu înfășurare de compensație.

OBSERVAȚIE. Cînd mașina are înfășurare de compensație, cîmpul magnetic principal nu mai este deformat de către cîmpul magnetic de reacție transversală a indusului care este compensat, rezultînd o repartitie uniformă a potențialului pe colector. De aceea, în cazul existenței înfășurării de compensație se admite pentru U_{kmax} o valoare mai mare.

Numărul real de lamele K se află în limitele :

$$K_{min} \leq K \leq K_{max}. \quad (7.21)$$

În cazul în care, cu relația (7.20) rezultă $K_{min} > K_{max}$ dat de relația (7.19, a), se schimbă tipul înfășurării luîndu-se o înfășurare cu a mai mare (de exemplu buclată simplă), pentru care, cu relația (7.17, a) rezultă N mai mare, iar cu relația (7.19, a) K_{max} mai mare.

C. Numărul de creștături Z

Se calculează prin mai multe metode.

a) Cu valoarea lui K din relația (7.21) se determină :

$$Z = \frac{K}{u},$$

unde se alege $u = 1; 2; 3; 4$ (foarte rar, valori mai mari), astfel încît (orientativ) să rezulte :

$$8 < \frac{Z}{2p} < 12 \text{ — pentru } D \leq 25 \text{ cm și } P_N < 100 \text{ kW};$$

$$10 < \frac{Z}{2p} < 17 \text{ — pentru } D > 25 \text{ cm și } P_N \geq 100 \text{ kW};$$

$$17 < \frac{Z}{2p} < 25 \text{ — pentru } D < 100 \text{ cm}.$$

b) Din motive constructive și funcționale (pulsații dentare mici ale cîmpului magnetic din întrefier) se recomandă ca pasul dentar să fie cuprins între anumite limite, adică :

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z} = 1 \div 2,5 \text{ cm} \quad (7.21, a)$$

de unde rezultă :

$$Z = \frac{\pi D}{t_{admis}} = Z_{min} \div Z_{max}.$$

Se stabilește Z real, cuprins între Z_{min} (pentru i_{1max}) și Z_{max} (pentru i_{1min}), verificându-se încadrarea în limitele (orientative) de mai sus ale raportului $\frac{Z}{2p}$ (de la punctul a), limite care nu sînt obligatorii.

c) Din expresia pături de curent :

$$A = \frac{i_a n_c}{l_1} \quad [\text{A/cm}],$$

se determină :

$$l_1 = \frac{i_a n_c}{A} \quad [\text{cm}], \quad (7.22)$$

unde : $n_c = \frac{N}{Z}$ este numărul de conductoare dintr-o creștătură.

De regulă n_c depinde de construcția înfășurării și anume, pentru înfășurările mașinilor de c.c. care sînt în două straturi în secții egale, n_c = număr întreg par.

Rezultă deci că pentru înfășurările în bare care din motive tehnologice au de obicei $w_s = 1$ se adoptă :

$$n_c = 2; 4; 6.$$

La alegerea lui n_c se are în vedere ca din relația (7.22) să rezulte pentru l_1 valori apropiate de limitele indicate la punctul b (v. rel. 7.21, a).

Cu ajutorul lui l_1 se determină apoi :

$$Z = \frac{\pi D}{l_1}.$$

OBSERVAȚII ȘI VERIFICĂRI

1) După stabilirea exactă a numărului de creștături se recalculează următoarele valori definitive :

$K = Zu$ — cu limite conform relației (7.21) ;

$N = 2w_s K$ — apropiat de cel calculat cu relația (7.17, a) ;

$n_c = \frac{N}{Z}$ = număr între par ;

$A = \frac{i_a n_c}{l_1} [\text{A/cm}]$ — apropiată de valoarea aleasă din figura 7.6 ;

$\Phi = \frac{60 E a}{p N n_N} [\text{Wb}]$ — fluxul magnetic util pe pol (7.22, a)

$B_g = \frac{\Phi}{\alpha_t \tau l_1} [\text{T}]$ — care trebuie să fie apropiată de valoarea aleasă din figura 7.6.

2) Cu valorile definitive obținute, în funcție de tipul înfășurării adoptate, se calculează elementele constructive ale înfășurării (pași) și se verifică condițiile de simetrie conform celor menționate în paragraful 7.4.1.

În caz că acestea nu se verifică, se vor lua alte valori (apropiate de cele calculate) pentru Z , K , N etc.

7.4.3. DIMENSIONAREA CRESTĂTURII INDUSULUI

A. Secțiunea și forma conductorului înfășurării

Rezultă din valoarea exactă a curentului pe o cale de curent i_a , determinată cu relația (7.18) și a densității de curent J_a , stabilită conform celor indicate la paragraful 7.3.1,

$$s_{cond} = \frac{i_a}{J_a} = \frac{I_a}{2aJ_a} \quad [\text{mm}^2]. \quad (7.23)$$

De valoarea lui s_{cond} depinde forma (profilul) conductorului, care la rîndul său, impune tipul constructiv al înfășurării și creștăturii (pentru simbolizarea conductorului vezi paragraful 2.2).

Orientativ, această dependență, este indicată în tabelul 7.4.

Tabelul 7.4.

Forma conductorului, tipul înfășurării și forma creștăturii în funcție de secțiunea conductorului

Nr. vari- antei	s_{cond} [mm ²]	Forma conductorului (profilul)	Tipul constructiv al înfășurării	Forma creștăturii
I	$s_{cond} \leq 6$	Rotund, izolat cu email tereftalic (mai rar și cu 2S), clasă de izolație F	Înfășurare din sîrmă cu $w_s > 1$, în două straturi	Ovală sau trapezoidală semiînchisă, de obicei dinții avînd pereții paraleli (fig. 7.8)
II	$6 < s_{cond} \leq 20$	Profilat (dreptunghiular cu muchiile rotunjite), izolat PE2S (STAS 2873/1-86) Clasă de izolație F	Înfășurare cu secții prefabricate, cu $w_s \geq 1$, în două straturi	Deschisă, dacă $u = 1$, (fig. 7.7, a) sau semi-deschisă asimetrică cînd $u > 1$ (fig. 7.7, c)
III	$s_{cond} > 20$	Profilat, izolat PE2S sau neizolat (izolat după formare), cu o singură bară sau mai multe în paralel dispuse pe lățimea creștăturii	Înfășurare din bare cu $w_s = 1$ și $n_c = 2; 4; 6; 8$, barele fiind de : — tip continuu ; — tip cu semibare înseriate prin lipire	— Deschisă (fig. 7.7, a) — Semideschisă sau semiînchisă asimetrică (fig. 7.7, c)

Forma creștăturii este definită astfel :

a) deschisă, cînd $a_r = b_c$ (fig. 7.7, a) ;

b) semiînchisă, cînd $a_r < \frac{b_c}{2}$ (fig. 7.7, b) ;

c) semideschisă, cînd $b_c > a_r > \frac{b_c}{2}$ (fig. 7.7, b) ;

d) semideschisă asimetrică cînd $b_c > a_r > \frac{b_c}{2}$ și $n_c \geq 4$ (fig. 7.7, c)

sau semiînchisă asimetrică dacă $a_r < \frac{b_c}{2}$, numai cînd $n_c > 4$.

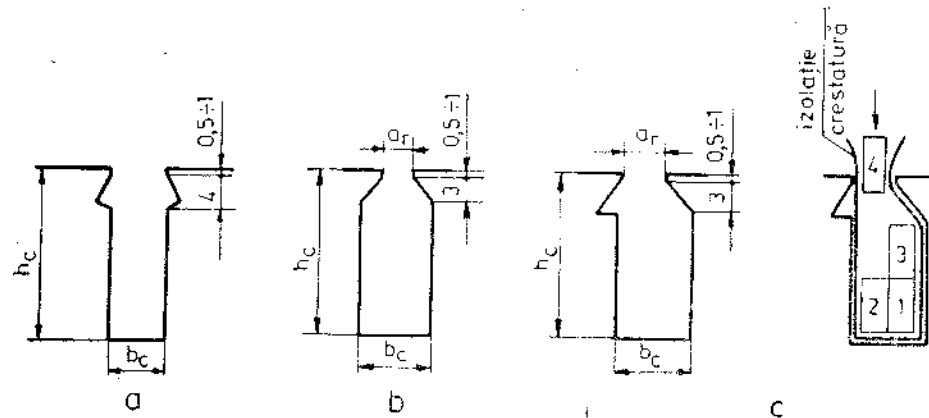


Fig. 7.7. Forme constructive ale creștăturilor dreptunghiulare cu pereții paraleli, pentru indus:
a — deschisă; b — semîncisă sau semideschisă; c — semideschisă sau semîncisă asimetrică
și ordinea introducerii conductoarelor.

B. Dimensiunile creștăturii și conductorului

Se determină în funcție de numărul de conductoare din creștături n_c stabilit (paragraful 7.4.2 C) și pornind de la anumite limite pentru următoarele rapoarte constructive:

$$\begin{aligned}\beta &= \frac{b_c}{t_1} = 0,35 \div 0,5; \\ \beta_1 &= \frac{h_c}{\tau} = 0,1 \div 0,15; \\ \beta_2 &= \frac{h_c}{b_c} = 2,5 \div 5,5.\end{aligned}\quad (7.24)$$

a) Pentru înfășurarea din sîrmă rotundă (varianta 1 din tabelul 7.4), după calcularea lui s_{cond} cu relația (7.23), se alege o dimensiune normalizată a conductorului (diametrul) din STAS 685-75 (v. anexa 5).

Se stabilește tipul de izolație al conductorului (ET-email tereftalic clasă F, E2S, EST etc.), în funcție de condițiile constructive și funcționale impuse de temă, după care, cu ajutorul anexei 9, se determină diametrul izolat (d_{iz})

$$d_{iz} = d + \text{grosimea totală a izolației conductorului [mm]}$$

pentru condiții normale este suficientă numai izolarea cu email tereftalic).

Pentru înfășurările din sîrmă (conductor rotund) se preferă de regulă, o creștătură ovală sau trapezoidală, astfel încît să rezulte o lățime a dintelui b_d constantă (fig. 7.8, a și b).

Deschiderea creștăturii se determină cu relația:

$$a_r = d_{iz} + (1,5 \div 2) \text{ mm.}$$

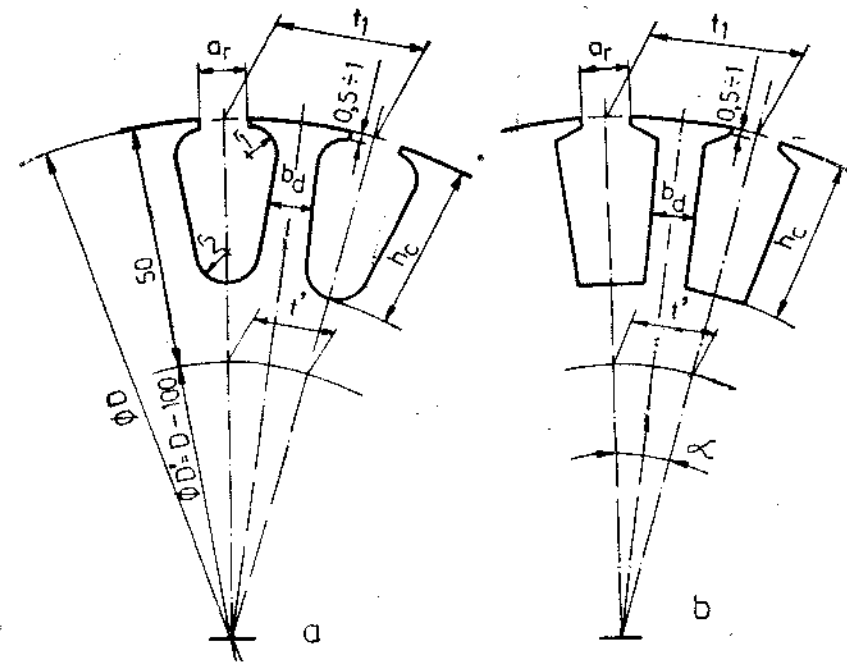


Fig. 7.8. Forme constructive ale creștăturilor ovale (a) și trapezoidale (b) pentru indus, dinți avînd pereții paraleli (lățimea constantă).

Lățimea dintelui b_d se determină din condiția limitelor admisibile impuse pentru inducția magnetică aparentă în dinte (v. paragraful 7.3.2.)

$$b_d = \frac{t_1 l_1 B_\delta}{k_{Fe} I_{Fe} B'_{adm}} \text{ [m].} \quad (7.25)$$

unde:

k_{Fe} este coeficientul de umplere al miezului feromagnetic împachetat din tole (de împachetare), care are valorile:

$k_{Fe} = 0,95 - 0,96$ — pentru miez din tole de tablă silicioasă laminată la rece cu cristale neorientate de 0,5 mm grosime și izolate cu pelicule foarte fine de lac sau cu oxizi (pentru rotorul mașinii);

$k_{Fe} = 0,97 - 0,98$ — pentru miez din tole de 1,5 ÷ 2,5 mm neizolate (pentru poli).

Secțiunea netă a creștăturii (fără pană și istm și fără izolația creștăturii dintre straturi) S'_{cr} (v. anexa 10), se determină din expresia:

$$k_u = \frac{n_{tot} d_{iz}^2}{S'_{cr}} \leq 0,75, \quad (7.26)$$

unde:

k_u este coeficientul de umplere a creștăturii;

$n_{tot} = n_c n_f$ — numărul total de conductoare din creștătură, atunci cînd un conductor real este format din mai multe fire în paralel (n_f), avînd fiecare diametrul izolat d_{iz} (pentru $n_f = 1$; $n_{tot} = n_c$, iar d_{iz} este chiar diametrul conductorului real).

În relația (7.26) se impune k_a în limitele $k_a = 0,7 \div 0,75$ și rezultă :

$$S'_{cr} = \frac{n_{10} d_{10}^2}{k_a} \quad [\text{mm}^2]. \quad (7.26, a)$$

Se face construcția grafică, la scară mărită (2 : 1 sau 5 : 1), a creștăturii (respectiv lățimea dintelui b_d determinată cu relația 7.25), pentru forma aleasă (fig. 7.8) pînă cînd, pentru un anumit h_c , se obține secțiunea necesară a creștăturii la valoarea calculată cu relația (7.26, a).

Deoarece unghiul $\alpha = \frac{360}{Z} [^\circ]$, este foarte mic și nu se poate aprecia exact, determinarea înclinării axelor creștăturilor vecine, se face prin distanțele dintre ele : t_1 — pe diametrul D și t' — pe un diametru fictiv mai mic cu 100 mm ($t' = \frac{\pi D'}{Z}$).

Vederea generală a creștăturii după bobinare este arătată în anexa 10 figura 10-I (v. și exemplul din paragraful 11.24 — fig. 11.8).

b) Pentru înfășurări din conductor profilat sau bare (variantele II și III din tabelul 7.4), se vor utiliza rapoartele din relațiile (7.24).

Astfel se impune β și rezultă :

$$b_c = \beta t_1 = b_{cmin} \div b_{cmax} \quad (7.27)$$

Se stabilește tipul creștăturii (fig. 7.7) și al izolației pentru conductor, secție și creștătură (v. anexa 10, fig. 10-II, d și fig 10-III, b și c precum și tabelul 10-I), după care se calculează :

b_{iz} — suma grosimilor tuturor izolațiilor pe lățimea creștăturii (inclusiv a conductorului și jocul = 0,25 ÷ 0,4 mm) ;

h_{iz} — suma grosimii tuturor izolațiilor pe înălțimea creștăturii (inclusiv a conductorului, istmul, pana și jocul = 0,4 ÷ 0,6 mm)

Avînd b_c , în limitele indicate de relația (7.27) se determină limitele pentru dimensiunea, pe lățimea creștăturii, a conductorului :

$$b_{cond} = \frac{b_c - b_{iz}}{\text{numărul de conductoare pe lățimea creștăturii}}$$

Între aceste limite se alege b_{cond} din STAS 2873/1-86 (anexa 7) și h_{cond} astfel încît secțiunea conductorului s_{cond} să fie apropiată de cea calculată cu relația (7.23).

Cu dimensiunile standardizate ale conductorului se determină definitiv :

— înălțimea creștăturii :

$$h_c = \text{numărul de conductoare pe înălțimea creștăturii} \times h_{cond} + h_{iz}; \quad (7.27, a)$$

— lățimea creștăturii :

$$b_c = \text{numărul de conductoare pe lățimea creștăturii} \times b_{cond} + b_{iz}.$$

C. Verificări necesare

a) Inducția magnetică aparentă maximă în dinte (la baza acestuia unde secțiunea este minimă), trebuie să fie cuprinsă între limitele admise (v. paragraful 7.3.2).

$$B'_{dmax} = \frac{t_1 l_1 B_8}{k_{rel} b_{dmin}} \leq B'_{dmax admis} \quad (7.28)$$

în care lățimea minimă a dintelui :

$$b_{dmin} = \frac{\pi(D - 2h_c)}{Z} - b_c.$$

OBSERVAȚIE. I se zice inducție magnetică aparentă și se notează cu semnul (*) deoarece se calculează în ipoteza că tot fluxul magnetic al unui pas dentar t_1 , trece numai prin dinte, lucru valabil cînd acesta nu este saturat ($B_d \leq 1,8$ T). Pentru $B_d > 1,8$ T, cînd intervine și saturația magnetică a dintelui, o parte din liniile cîmpului magnetic trec însă și prin creștătură, deoarece crește reluctanța magnetică a dintelui.

Rezultă deci că inducția magnetică reală în dinte B_d este :

— pentru $B_d \leq 1,8$ T $\Rightarrow B \approx B_d$;

— pentru $B_d > 1,8$ T $\Rightarrow B_d < B$ (v. rel. (7.36 b)).

În cazul în care inducția magnetică aparentă maximă calculată depășește limitele admisibile, se schimbă geometria creștăturii (b_c , h_c), luîndu-se un alt b_{cond} (în limitele stabilite) și h_{cond} (pentru aproximativ aceeași secțiune s_{cond}), astfel încît relația (7.28) să fie satisfăcută.

b) După definitivarea dimensiunilor conductorului și creștăturii se calculează valoarea exactă a densității de curent :

$$J_a = \frac{i_a}{s_{cond}} = \frac{I_a}{2\alpha s_{cond}}, \quad (7.28, a)$$

care trebuie să fie cuprinsă în limitele admise.

c) Se calculează rapoartele :

$$\beta = \frac{b_c}{t_1}, \quad \beta_1 = \frac{h_c}{\tau} \text{ și } \beta_2 = \frac{h_c}{b_c},$$

care, orientativ, pentru mașinile normale, au valori cuprinse în limitele indicate de relațiile (7.24) (de obicei aceste limite nu sînt obligatorii).

OBSERVAȚII.

1) Pentru înfășurarea din sîrmă rotundă, în scopul ușurării tehnologiei de fabricație, se recomandă ca $d_{cond} \leq 2,3 - 2,5$ mm.

În cazul în care, la o anumită secțiune s_{cond} , rezultă, pentru un singur conductor, valori mai mari ale lui d_{cond} , se vor utiliza mai multe fire în paralel, astfel încît :

$$s_{cond} = n_f s'_{cond}$$

unde :

$$s'_{cond} = \frac{\pi d_{cond}^2}{4} \text{ — secțiunea unui singur fir (conductor);}$$

n_f — numărul de fire (conductoare) în paralel.

2) De obicei, pentru înfășurarea din bare ($n_c = 2; 4; 6$), în cazul în care $n_c < 6$, însă diferit de un număr întreg, atunci se rotunjește la valoarea cea mai apropiată a unui număr întreg par, urmînd a se recalcula mărimile afectate de rotunjire (A , B_8 etc.), însă cu abateri mici față de curbele din figura 7.6.

7.5. CALCULUL LĂȚIMII ÎNTREFIERULUI

Determinarea lățimii întrefierului δ (din axa polului), se face pornind de la gradul admisibil de deformare a cîmpului magnetic principal de către cîmpul magnetic al reacției transversale a indusului, astfel încît pe deschiderea pa-

sului polar cîmpul magnetic să nu schimbe sensul, caz în care trebuie îndeplinită condiția

$$0,5b_i A \leq \frac{1}{2} (U_{m\delta} + U_{ma}). \quad (7.28, b)$$

Considerind valori normale, atât pentru raportul $U_{ma}/U_{m\delta}$ dintre tensiunea magnetică a dinților U_{ma} și a întrefierului, cît și pentru coeficientul lui Carter, se ajunge la relația

$$\delta \geq k_\delta \frac{b_i A}{B} \quad [\text{cm}], \quad (7.29)$$

în care (pentru $U_{m\delta}$ și U_{ma} , v. paragraful 7.6.2 A și B):

A — în A/cm;

B_δ — în T;

$b_i = \alpha_i \tau$ — în cm, este lungimea ideală a pasului polar;

k_δ — coeficient ce ține cont de tipul constructiv al creștăturii și modul de consolidare a înfășurării pe partea activă a indusului.

Astfel, în funcție de regimul de lucru, de mărimea și de construcția mașinii se recomandă:

$k_\delta = (0,46 \div 0,50) \cdot 10^{-4}$ — pentru mașinile cu creștături semiînchise sau semideschise și fără înfășurare de compensație;

$k_\delta = (0,43 \div 0,46) \cdot 10^{-4}$ — în cazul mașinilor cu creștături deschise fără bandaj magnetic pe partea activă pentru:

— *generatoare* — fără înfășurare de compensație;

— *motoare* — cu $P_N > 100$ kW, cu gama de reglaj a turației mare ($> 2,5:1$), cu înfășurare de compensație și $D < 50$ cm;

$k_\delta = (0,35 \div 0,40) \cdot 10^{-4}$ — în cazul mașinilor cu creștături deschise și cu bandaj de consolidare pe partea activă pentru:

— *generatoare* — fără înfășurare de compensație;

— *motoare* — cu $P_N < 100$ kW, fără înfășurare de compensație și fără reglaj de turație.

Dacă se cere o gamă de reglaj $\frac{n_{max}}{n_{min}} = 1,5 \div 1,7$, atunci se mărește lățimea întrefierului la:

$$\delta_{reg} = \delta \frac{n_{max}}{n_{min}},$$

unde δ este dat de relația (7.29) cu $k_\delta = (0,35 \div 0,4) \cdot 10^{-4}$.

Pentru mașini cu înfășurare de compensație și $D > 50$ cm, se recomandă următoarele relații empirice:

— pentru $D = (50 \div 100)$ cm; $\delta = 0,002D + (0,35 \div 0,4)$ cm;

(7.29, a)

— pentru $D = (100 \div 200)$ cm; $\delta = 0,002D + (0,3 \div 0,35)$ cm.

În proiectare, se utilizează frecvent practica de a rotunji valorile lățimii întrefierului δ obținut cu relația (7.29) sau (7.29, a) din 0,25 în 0,25 mm.

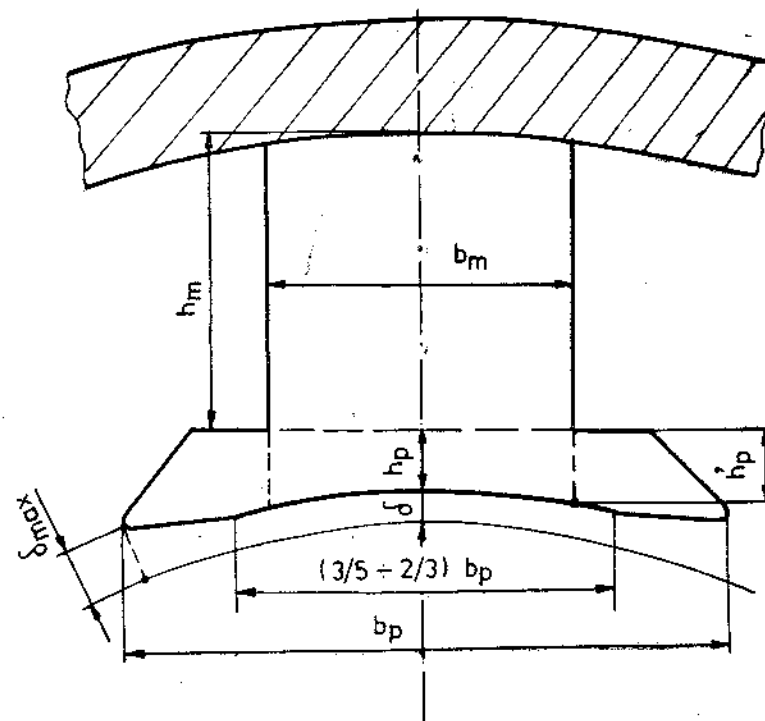


Fig. 7.9. Forma piesei polare și valorile întrefierului pentru o repartiție spațială a inducției magnetice în întrefier $B_{\delta x}$, considerată sinusoidală.

OBSERVAȚII (v. și paragraful 4.1.2 c).

1) Pentru mașinile de curent continuu, în general, cînd se urmărește o repartiție apropiată de sinusoidală a lui B_δ , întrefierul este uniform doar pe $(3/5 - 2/3) b_p$, marginile piesei polare fiind tesite în ambele părți pe o lungime de aproximativ $(1/5 - 1/6) b_p$, astfel încît la capete să rezulte $\delta_{max} \approx 2\delta$ (fig. 7.9).

În acest caz se poate considera $\alpha_i \approx \alpha_p$.

2) Uneori, în cazuri rar intîlnite, lățimea întrefierului este constantă pe toată deschiderea piesei polare b_p .

Atunci $b_i \approx b_p + 2\delta$ [cm], pentru care rezultă:

$$\alpha_i = \frac{b_i}{\tau} \text{ — valoare care se compară cu cea adoptată inițial.}$$

7.6. CALCULUL CIRCUITULUI MAGNETIC ȘI CARACTERISTICILE MAGNETICE

Are drept scop stabilirea concretă a dimensiunilor și calității materialului elementelor circuitului magnetic și în funcție de acestea, determinarea caracteristicilor magnetice ale mașinii.

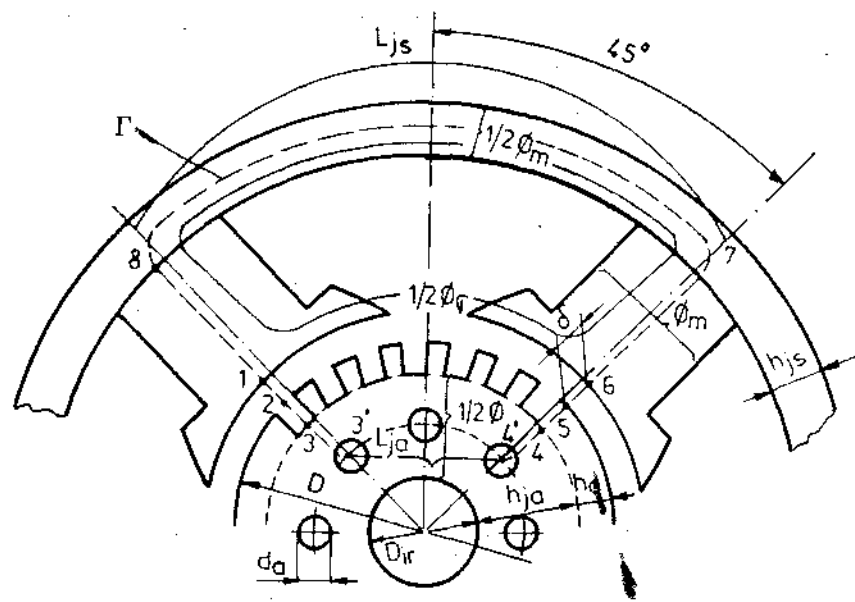


Fig. 7.10. Secțiune transversală (parțială) printr-o mașină de curent continuu, cu elementele și linia de contur Γ a circuitului magnetic.

7.6.1. DIMENSIONAREA CIRCUITULUI MAGNETIC

Se pornește de la valorile admisibile ale solicitărilor magnetice în funcție de materialul ales, pentru fiecare porțiune a circuitului magnetic. Elementele componente și linia de contur Γ a circuitului magnetic sînt indicate în gura 7.10.

A. Jugul rotorului

Are înălțimea de calcul dată de relația :

$$h'_{ja} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{Fe} B_{ja}} \quad [\text{m}], \quad (7.30)$$

în care :

Φ este fluxul magnetic total util pe un pol în Wb (v. la sfîrșitul paragrafului 7.4.2, obs. 1);

l_{Fe} — în m;

B_{ja} — inducția magnetică admisibilă în jugul rotorului, în T.

Se adoptă pentru B_{ja} o valoare cuprinsă în limitele indicate la paragraful 7.3.2. și cu relația (7.30) se determină h'_{ja} .

Înălțimea reală a jugului rotor h_{ja} (fig. 7.10), în funcție de construcția mașinii, impusă de tipul de ventilație (radială sau axială) și de înălțimea de calcul h'_{ja} determinată cu relația (7.30) rezultă :

— pentru mașini fără canale axiale de ventilație :

$$h_{ja} = h'_{ja}; \quad (7.30, a)$$

— pentru mașini cu canale axiale de ventilație rotunde (fig. 7.10) :

$$h_{ja} = h'_{ja} + \frac{2}{3} m_a d_a, \quad (7.30, b)$$

în care :

m_a este numărul rîndurilor pe înălțimea jugului, pe care sînt așezate canalele axiale de ventilație (dacă mașina nu are canale axiale de ventilație $m_a = 0$);

d_a — diametrul canalului axial de ventilație.

În cazul canalelor de ventilație dreptunghiulare (cu colțurile rotunjite), de înălțime h_{ca} rezultă :

$$h_{ja} = h'_{ja} + m_a h_{ca}. \quad (7.30, c)$$

Diametrul interior al miezului feromagnetic rotoric (cu h_c și h_{ja} în cm) este :

$$D_{ir} = D - 2(h_c + h_{ja}) \quad [\text{cm}]. \quad (7.30, d)$$

Dacă din motive tehnologice (existența sculei) se rotunjește valoarea acestui diametru, atunci se recalculează :

$$h_{ja} = \frac{D - (D_{ir} + 2h_c)}{2} \quad [\text{m}]$$

și

$$h'_{ja} = h_{ja} - \frac{2}{3} m_a d_a \quad [\text{m}],$$

pentru care rezultă :

$$B_{ja} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{Fe} h_{ja}} \quad [\text{T}], \quad (7.30, e)$$

care rămîn ca valori reale.

Pentru miezul feromagnetic al rotorului se folosește tablă silicioasă laminată la rece cu cristale neorientate (anexa 2), cu grosimea de 0,5 mm și izolată.

B. Polul principal

Va avea dimensiunile :

— lățimea polului b_m se determină în funcție de valoarea impusă inducției magnetice în miezul polului B_m , cu relația :

$$b_m = \frac{\Phi_m}{k_{Fe} l_m B_m} \quad [\text{m}], \quad (7.31)$$

unde :

$\Phi_m = \Phi + \Phi_\sigma = \sigma \Phi$ [Wb] este fluxul magnetic total în miezul feromagnetic al polului principal;

$$\sigma = 1,1 \div 1,2$$

— coeficientul de scăpări al fluxului magnetic al polilor principali.

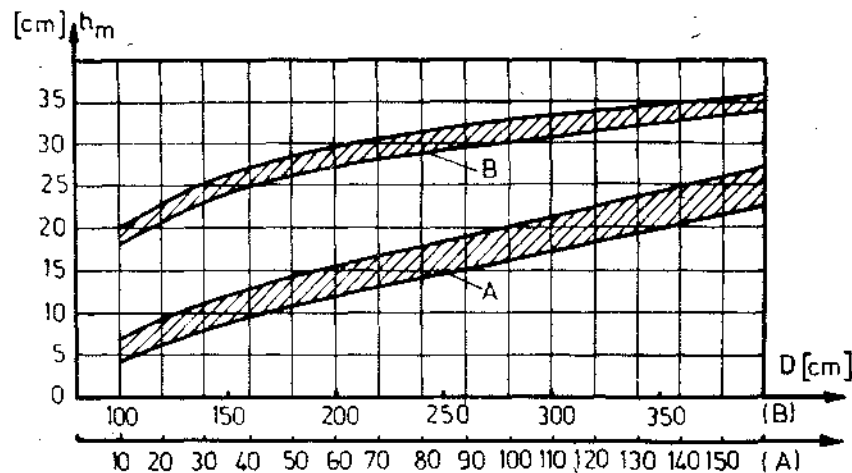


Fig. 7.11. Înălțimea orientativă a polului principal, în funcție de diametrul D al rotorului.

O valoare mai precisă pentru Φ_σ (după calculul tensiunilor magnetice $U_{m\delta}$, U_{md} , U_{ma} și U_{mdc}) este dată de relația :

$$\Phi_\sigma = \frac{k l_m b_m}{\tau} (U_{m\delta} + U_{md} + U_{ma} + U_{mdc}) \cdot 10^{-6} \quad [\text{Wb}], \quad (7.31, a)$$

în care :

- l_m, b_m — în m ;
- $k = 4,5$ — pentru mașini cu poli auxiliari ;
- $k = 4$ — pentru mașini fără poli auxiliari ;
- $l_m \approx l_g + (1 \div 2) \text{ cm}$ — lungimea miezului polului principal în m (în această relație l_g se ia în cm) ;
- B_m — inducția magnetică admisibilă în polul principal, în T, a cărei valoare se alege în limitele indicate la paragraful 7.3.2) ;

— înălțimea polului h_m se determină, definitiv, prin construcția la scară, după calculul înfășurării de excitație și al polilor auxiliari, în funcție de spațiul disponibil dintre poli.

Orientativ, însă, se poate aprecia, utilizând graficul din figura 7.11, sau se poate estima în funcție de b_m la valoarea $h_m = (0,9 \div 1,1) b_m$.

Pentru configurația piesei polare se au în vedere valorile lui $b_p = \alpha_p \tau$ și forma curbei de repartiție spațială a lui B_δ (v. paragraful 7.5 observația 1).

• Constructiv, pentru polii mașinilor fără înfășurare de compensație, se ține cont ca (fig. 7.9) $h_p \geq 0,5 \text{ cm}$. pentru ca, în partea frontală bobinele de excitație să nu fie lovite de rotor la asamblarea mașinii.

Din condiția respectării solicitărilor magnetice rezultă (v. fig. 7.9)

$$h'_p \geq \frac{0,5 B_\delta (b_p - b_m) l_i}{2 l_m} \quad [\text{cm}] \quad (7.31, b)$$

ceea ce înseamnă că în porțiunea de strangulare h'_p , inducția magnetică nu trebuie să depășească 2T (toate dimensiunile sînt în cm, iar B_δ în T).

Pentru poli se utilizează de obicei tole din tablă de oțel obișnuit (fără siliciu) cu grosimea de $1,5 \div 2,5 \text{ mm}$, ștanțate la forma corespunzătoare și împachetate ; strîngerea lor se face cu tije rotunde sudate la capete de tolele frontale ale polilor (tola frontală se obține din $10 \div 15$ tole pol, sudate prin puncte).

• Pentru polii mașinilor cu înfășurare de compensație semnificațiile lui h'_p și h_p rezultă din figura 7.36 ; în acest caz, este necesar să se respecte numai valoarea lui h'_p , determinată din calcul, iar h_p rezultă constructiv din desen.

C. Jugul statorului

Ca și jugul rotorului, are înălțimea (grosimea carcasi) dată de relația :

$$h_{js} = \frac{\Phi_m}{2 l_c B_{js}} \quad [\text{m}], \quad (7.32)$$

în care :

$l_c \approx l_m + (0,1 - 0,2) \text{ [m]}$ — lungimea carcasi, care trebuie să depășească lungimea polului l_m în ambele părți cu aproximativ grosimea bobinei de excitație (se introduce în m) ;

B_{js} — inducția magnetică — valoare maximă — în jugul statorului (carcasă), a cărei valoare se ia conform paragrafului 7.3.2, după cum carcasa este din fontă turnată sau din oțel (turnat OT, ori laminat OL), în T.

Dacă, din motive constructive, se alege o altă grosime a carcasi, decît cea rezultată din relația (7.32) (de obicei mai mare), atunci valoarea reală a inducției magnetice în jugul statorului se recalculează cu relația :

$$B_{js} = \frac{\Phi_m}{2 l_c h_{js}} \quad [\text{T}], \quad (7.32, a)$$

7.6.2. TENSIUNILE MAGNETICE ÎN DIFERITELE PORȚIUNI ALE CIRCUITULUI MAGNETIC

Tensiunea magnetomotoare (t.m.m.), la funcționarea în gol a mașinii pentru producerea t.e.m. nominală E_N se determină aplicînd legea circuitului magnetic pe conturul Γ (fig. 7.10) :

$$U_{m\Gamma} = \oint_{\Gamma} H dl = \sum_{i=1}^n U_{mi} = U_{m\delta} + U_{md} + U_{ma} + U_{mdc} + U_{mm} + U_{m\delta l m b} + U_{m js} = F_{eo}$$

în care fiecare termen reprezintă tensiunea magnetică (t.m.) a unei părți componente a circuitului magnetic (deci pentru o pereche de poli), F_{eo} fiind solenația de excitație pentru o pereche de poli, la funcționarea în gol.

A. T.m. a întrefierului principal

Pentru o pereche de poli este :

$$U_{m\delta} = 2 \frac{B_{\delta}}{\mu_0} k_C \delta \quad [A], \quad (7.33)$$

unde :

B_{δ} — în T ;
 δ — în m ;
 μ_0 — $4\pi 10^{-7}$ H/m ;
 k_C — coeficientul întrefierului (coeficientul lui Carter), care depinde de deschiderea creștăturii, de mărimea întrefierului și de faptul dacă există creștături numai pe una sau pe ambele armături (vezi și paragraful 4.1.2 d).

Cînd ambele armături sînt creștate (la mașini cu înfășurare de compensație) rezultă

$$k_C = k_{C1} k_{C2}.$$

Coeficienții lui Carter pentru rotor k_{C1} și pentru stator k_{C2} , se calculează cu relația aproximativă (v. fig. 7.7 și 7.8) :

$$k_{C1,2} = \frac{t_{1,2} + 10 \delta}{b_{d1,2} + 10 \delta} \quad (7.34)$$

sau (relație mai precisă) :

$$k_{C1,2} = \frac{t_{1,2}}{t_{1,2} - \gamma_{1,2} \delta}, \quad (7.34, a)$$

cu :

$$\gamma_{1,2} = \frac{\left(\frac{a_{r,s}}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{a_{r,s}}{\delta}},$$

în care :

$t_{1,2}$ este pasul dentar al creștăturilor rotorului (1), respectiv statorului (2) ;

$a_{r,s}$ — deschiderea creștăturii (sau istmului) rotorului, respectiv statorului (pentru creștăturile deschise, fig. 7.7, a : $a_r = b_c$) ;

$b_{d1,2} = t_{1,2} - a_{r,s}$ este lățimea dintelui în partea întrefierului pentru rotor, respectiv pentru stator.

La mașinile fără înfășurare de compensație $k_{C2} = 1$.

B. T.m. a dinților indusului (rotorului)

Pentru o pereche de poli este :

$$U_{ma} = 2 h_c H_a \quad [A], \quad (7.35)$$

unde :

h_c este înălțimea totală a creștăturii indusului (rotorului) în cm ;
 H_a — intensitatea cîmpului magnetic în dinte, în A/cm.

În cazul în care dinții au pereții paraleli ($b_d = \text{constant}$), H_a se ia din curba de magnetizare, în funcție de inducția magnetică în dinte B'_d (obținută din relația (7.25)) și de calitatea materialului utilizat pentru tolele miezului feromagnetic (anexa 2).

În cazul creștăturilor cu pereții paraleli ($b_d \neq \text{constant}$), intensitatea cîmpului magnetic H_a variază cu înălțimea dintelui (fig. 7.12, b).

Se calculează în acest caz, inducțiile magnetice aparente în cele trei secțiuni ale dintelui (minimă, medie și maximă), obținînd (fig. 7.12, a) :

$$\begin{aligned} B'_{dmax} &= \frac{t_1 l_1 B_{\delta}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmin}}, \text{ cu : } b_{dmin} = \frac{\pi(D - 2h_c)}{Z} - b_c ; \\ B'_{dmed} &= \frac{t_1 l_1 B_{\delta}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmed}}, \text{ cu : } b_{dmed} = \frac{\pi(D - h_c)}{Z} - b_c ; \\ B'_{dmin} &= \frac{t_1 l_1 B_{\delta}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmax}}, \text{ cu : } b_{dmax} = t_1 - b_c. \end{aligned} \quad (7.36)$$

În funcție de valorile obținute pentru inducțiile magnetice aparente cu relațiile (7.36) se pot distinge două cazuri.

Cazul I. Toate valorile sînt mai mici decît 1,8 T.

Aceasta înseamnă că porțiunile respective de dinte sînt nesaturate și tot fluxul magnetic al unui pas dentar t_1 trece prin dinte, adică inducția magnetică aparentă B'_d și cea reală B_d sînt egale.

În acest caz, din curba de magnetizare (anexa 2) se determină :

- pentru $B'_{dmax} \rightarrow H_{dmax}$;
- pentru $B'_{dmed} \rightarrow H_{dmed}$;
- pentru $B'_{dmin} \rightarrow H_{dmin}$.

În relația (7.35) se introduce valoarea medie a intensității cîmpului magnetic obținută cu relația lui Simpson :

$$H_d = \frac{1}{6} (H_{dmax} + 4H_{dmed} + H_{dmin}). \quad (7.36, a)$$

Cazul II. O parte din valori (sau toate) sînt mai mari decît 1,8 T.

Aceasta înseamnă că porțiunea respectivă din dinte (pentru care $B'_d > 1,8$ T) este saturată magnetic, ceea ce face ca o parte din liniile de cîmp

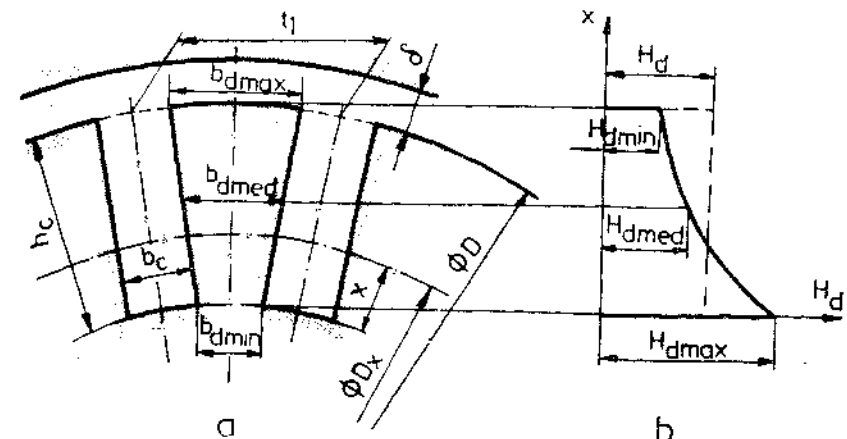


Fig. 7.12. Forma trapezoidală a dinților rotorului (a) și variația intensității cîmpului magnetic H , în dinte (b).

magnetic ale unui pas dentar să treacă și prin creștătură (reluctanța porțiunii saturate crește foarte mult), astfel că inducția reală din dinte B_d (pentru care trebuie determinată intensitatea H_d a cîmpului magnetic), este mai mică decît inducția magnetică aparentă B'_d .

În acest caz, pentru determinarea lui H_d se poate proceda în două moduri:

a) Se calculează mai întîi valoarea inducției magnetice reale din porțiunea respectivă a dintelui (aflată de exemplu la distanța x de virful dintelui — fig. 7.12, a) cu relația:

$$B_{dx} = B'_{dx} - \mu_0 k_{dx} H_{dx} \quad [T], \quad (7.36, b)$$

în care:

H_{dx} este intensitatea cîmpului magnetic în secțiunea x a dintelui (luată din curba de magnetizare pentru B'_{dx}), în A/m ($1 \text{ A/m} = 10^3 \text{ A/cm}$);

$$k_{dx} = \frac{S_{cx}}{S_{dx}} = \frac{b_c l_i}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dx}} - \text{coeficient al dintelui în secțiunea } x,$$

cu:

S_{cx} , S_{dx} — ariile creștăturii, respectiv a dintelui în secțiunea x ;

$b_{dx} = \frac{\pi D_x}{Z} - b_c$ — lățimea dintelui în secțiunea x (corespunzătoare diametrului D_x).

De exemplu:

— pentru secțiunea minimă a dintelui ($x = 0$):

$$k_{d3} = \frac{b_c l_i}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmin}};$$

— pentru secțiunea medie a dintelui ($x = \frac{h_c}{2}$):

$$k_{d2} = \frac{b_c l_i}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmed}}; \quad (7.36, c)$$

— pentru secțiunea maximă a dintelui ($x = h_c$)

$$k_{d1} = \frac{b_c l_i}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmax}}.$$

Deci k_{dx} depinde de secțiunea x în care s-a obținut, cu relațiile (7.36), $B'_{dx} > 1,8 \text{ T}$.

Pentru fiecare B'_{dx} , obținut cu relația (7.36, b) se determină, din curba de magnetizare, H_{dx} corespunzător (maxim, mediu sau minim); se află apoi valoarea medie a intensității cîmpului magnetic H_d cu relația (7.36, a) a lui Simpson, care se introduce în relația (7.35) de calcul a t.m.;

b) Se folosesc direct curbele de magnetizare, trasate pentru diverse valori ale coeficientului k_{dx} (v. anexa 2). În acest caz intensitatea reală a cîmpului magnetic în secțiunea x a dintelui H_{dx} , rezultă direct, pentru inducția magnetică aparentă B'_{dx} dată de relațiile (7.36), după curba corespunzătoare coeficientului respectiv k_{dx} fără să mai fie necesară aplicarea relației (7.36, b).

Pentru restul secțiunilor de dinte în care $B'_{dx} < 1,8 \text{ T}$ sau al părților de circuit magnetic din același material (anexa 2) pentru care k_{dx} nu are sens, cum este jugul rotorului sau jugul statorului la mașinile de curent alterna-

tiv, se utilizează pentru determinarea intensității cîmpului magnetic H , curba corespunzătoare lui $k_{dx} = 0$.

De exemplu (inducțiile magnetice s-au calculat cu relațiile (7.36)):

— dacă $B'_{dmax} > 1,8 \text{ T}$; pentru k_{d3} , din anexa 2 $\Rightarrow H_{dmax}$;

— dacă $B'_{dmed} > 1,8 \text{ T}$; pentru k_{d2} , din anexa 2 $\Rightarrow H_{dmed}$;

— dacă $B'_{dmin} < 1,8 \text{ T}$; pentru $k_{d1} = 0$, din anexa 2 $\Rightarrow H_{dmin}$.

Cu relația (7.36, a) se calculează H_d , care se introduce apoi în relația (7.35), a tensiunii magnetice.

OBSERVAȚII.

1) Chiar dacă forma creștăturii este semînchisă sau semideschisă, se utilizează totuși relația $b_{dmax} = t_i - b_c$, deși s-ar părea că trebuie folosită relația $b_{dmax} = t_i - a_r$.

2) Dacă inducția magnetică aparentă $B'_{dmax} < 2 \text{ T}$ se poate lucra, în locul valorii medii a intensității cîmpului magnetic, dată de relația (7.36, a) a lui Simpson, cu valoarea lui H_d corespunzătoare inducției magnetice aparente în secțiunea dintelui la $1/3$ din h_c , considerată de la baza sa, careia îi corespunde $x = \frac{h_c}{3}$ (fig. 7.12, a), adică:

$$B'_{d1/3} = \frac{t_i l_i B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d1/3}}, \text{ cu } b_{d1/3} = \frac{\pi \left(D - \frac{4}{3} h_c \right)}{Z} - b_c. \quad (7.36, d)$$

Din curba de magnetizare (anexa 2) pentru $B'_{d1/3}$ și $k_{d1/3}$ se determină $H_{d1/3}$, cu care se calculează apoi t.m. a dinților (rel. 7.35).

C. T.m. a jugului rotoric

Pentru o pereche de poli:

$$U_{ma} = L_{ja} H_{ja} \quad [A], \quad (7.37)$$

unde:

H_{ja} în A/cm este intensitatea cîmpului magnetic, luată din curba de magnetizare (anexa 2) pentru B_{ja} inducția magnetică, aleasă sau recalculată cu relația (7.30, e);

$L_{ja} = \frac{\pi [D - (2h_c + h_{ja})]}{2p} [\text{cm}]$ — lungimea medie a liniei de cîmp magnetic în jugul indusului.

D. T.m. a dinților polilor principali (numai pentru mașinile cu înfășurare de compensație)

Pentru o pereche de poli se calculează similar ca la dinții rotorului și anume:

● Inducțiile magnetice aparente în cele trei secțiuni ale dintelui (v. fig. 7.36):

$$\begin{aligned} B'_{dmax} &= \frac{t_i l_i B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmin}} \text{ cu } b_{dmin} = t_c - b_{cc}; \\ B'_{dmed} &= \frac{t_i l_i B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmed}} \text{ cu } b_{dmed} = t_c \frac{D + 2\delta + h_{cc}}{D + 2\delta} - b_{cc}; \\ B'_{dmin} &= \frac{t_i l_i B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmax}} \text{ cu } b_{dmax} = t_c \frac{D + 2\delta + 2h_{cc}}{D + 2\delta} - b_{cc}. \end{aligned} \quad (7.38)$$

● Din curba de magnetizare a tablei pentru poli se determină :

— pentru $B'_{dcmax} \rightarrow H_{dcmax}$;

— pentru $B'_{dcmed} \rightarrow H_{dcmed}$;

— pentru $B'_{dcmin} \rightarrow H_{dcmin}$.

Pentru valorile lui $B'_{dc} > 1,8$ T se recalculează mai întâi valorile reale ale inducțiilor magnetice cu o relație similară cu relația (7.36, b), apoi pentru această valoare reală se determină din nou, din curba de magnetizare H_{dc} real corespunzător secțiunii x , care se introduce în relația lui Simpson.

● Se calculează valoarea medie a intensității cîmpului magnetic, cu relația lui Simpson :

$$H_{dc} = \frac{1}{6} (H_{dcmax} + 4H_{dcmed} + H_{dcmin}) \quad (7.39)$$

T.m. a dinților polilor principali, pentru o pereche de poli va fi :

$$U_{mdc} = 2h_{cc}H_{dc} \quad [A]. \quad (7.40)$$

Dacă mașina nu are înfășurare de compensație, $U_{mdc} = 0$

E. T.m. a polului principal

Pentru o pereche de poli :

$$U_{mm} = 2(h_p + h_m)H_m \quad [A] \quad (7.41)$$

(se lucrează acoperitor, deoarece în piesa polară inducția magnetică $< B_m$), unde :

H_m în A/cm este intensitatea cîmpului magnetic în miezul polului principal luată din curba de magnetizare pentru inducția magnetică B_m și materialul polului (vezi anexa 3) ;

h_p, h_m în cm — v. figura 7.9 și paragraful 7.6.1 B.

F. T.m. a întrefierului de îmbinare între polii principali și carcasă (jugul statorului)

Se calculează pentru o pereche de poli, cu o relație asemănătoare cu relația (7.33) :

$$U_{m\delta_{mb}} = 2 \frac{B_m}{\mu_0} \delta_{mb} \quad [A], \quad (7.42)$$

cu : B_m — în T ; δ_{mb} — în m ; $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m.

● Lățimea întrefierului parazit, de îmbinare a polilor principali cu jugul statorului δ_{mb} , are următoarele valori (adoptate constructiv) :

$\delta_{mb} \approx 0,025$ cm — cînd carcasa este din fontă ;

$\delta_{mb} \approx 0,015 \div 0,02$ cm — pentru carcasă din oțel.

G. T.m. a jugului statoric

Pentru o pereche de poli :

$$U_{mjs} = L_{js}H_{js} [A], \quad (7.43)$$

unde :

H_{js} în A/cm — este intensitatea cîmpului magnetic în jugul statorului, luată din curba de magnetizare pentru inducția magnetică B_{js} aleasă sau recalculeată cu relația (7.32, a) și pentru materialul carcasei (v. anexa 3) ;

$L_{js} = \frac{\pi[D + 2(\delta + h_p + h_m) + h_{js}]}{2p}$ [cm] — lungimea medie a liniei de cîmp

magnetic în jugul statorului.

7.6.3. CARACTERISTICILE MAGNETICE ALE MAȘINII DE CURENT CONTINUU

La mașina de curent continuu se disting două caracteristici magnetice cu utilitate practică și anume :

a) Caracteristica magnetică la funcționarea în gol :

$$\Phi = f(\sum U_{mi}), \text{ sau :}$$

$$E = f(i_a)$$

b) Caracteristica magnetică parțială a întrefierului, dinților indusului, dinților compensației și jugului indusului, pentru un singur pol :

$$B_{\delta} = f\left(\frac{1}{2} U_{m\delta dc}\right).$$

Pentru construcția grafică a acestor caracteristici, se calculează tensiunile magnetice corespunzătoare valorilor fluxului util Φ , determinate pentru următoarele valori ale t.e.m. :

$$0,5 E_N ; 0,8 E_N ; E_N ; U_N ; 1,1 E_N ; 1,2 E_N.$$

Rezultatele calculelor se trec sub formă de tabel (tabelul 7.5), cu ajutorul căruia se construiesc cele două caracteristici magnetice (fig. 7.13 și fig. 7.17).

Prima caracteristică (fig. 7.13) este importantă prin faptul că permite aprecierea stării de saturație magnetică a mașinii, și deci evaluarea gradului de solicitare magnetică prin valoarea coeficientului de saturație :

$$k_s = \frac{U_{m0}}{U'_{m0}}, \quad (7.44)$$

unde (fig. 7.13) :

U_{m0} este t.m.m. corespunzătoare fluxului magnetic util nominal la funcționarea în gol Φ_{0N} (adică pentru U_N), luată după caracteristica $\Phi = f(\sum U_{mi})$ (segmentul AC) ;

U'_{m0} — t.m.m. corespunzătoare aceluiași flux magnetic Φ_{0N} , luată însă după prelungirea OT, a porțiunii rectilinii a caracteristicii ; deci, pentru starea nesaturată a mașinii (segmentul AB) și care este egală cu U_{m80} (pentru U_N).

Tabelul 7.5

Caracteristicile magnetice ale mașinii de curent continuu

Relația	T.e.m. E	u.r.	0,5 E _N	0,8 E _N	E _N	U _N	1,1 E _N	1,2 E _N
		V						
$\Phi = \frac{60 E a}{p N n_N}$		Wb						
$B = \frac{\Phi}{a_i / \tau l_i}$		T						
$U_{m\delta} = 2 \frac{B\delta}{\mu_0} k_c \delta$		A						
$B'_{d\max} = \frac{l_i l_i B\delta}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d\min}}$		T						
$B'_{d\text{med}} = \frac{l_i l_i B\delta}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d\text{med}}}$		T						
$B'_{d\min} = \frac{l_i l_i B\delta}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d\max}}$		T						
$k_{d1} = \frac{b_{cl_i}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d\max}}; k_{d2} = \frac{b_{cl_i}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d\text{med}}}; k_{d3} = \frac{b_{cl_i}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d\min}}$								
$B_{d\max} = B'_{d\max} - \mu_0 k_{d3} H_{d\max}$		T						
$B_{d\text{med}} = B'_{d\text{med}} - \mu_0 k_{d2} H_{d\text{med}}$		T						
$B_{d\min} = B'_{d\min} - \mu_0 k_{d1} H_{d\min}$		T						
$H_{d\max}$		A/cm						
$H_{d\text{med}}$		A/cm						
$H_{d\min}$		A/cm						
$H_d = \frac{1}{6} (H_{d\max} + 4H_{d\text{med}} + H_{d\min})$		A/cm						
$U_{md} = 2h_c H_d$		A						
$B_{ja} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{Fe} h_{ja}}$		T						
H_{ja}		A/cm						
$U_{ma} = L_{ja} H_{ja}$		A						
$U_{mda} = U_{m\delta} + U_{md} + U_{ma}$		A						
$B'_{d\max} = \frac{l_i l_i B\delta}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d\min}}$		T						
$B'_{d\text{med}} = \frac{l_i l_i B\delta}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d\text{med}}}$		T						
$B'_{d\min} = \frac{l_i l_i B\delta}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d\max}}$		T						

Tabelul 7.5 (continuare)

Relația	T.e.m. E	u.r.	0,5 E _N	0,8 E _N	E _N	U _N	1,1 E _N	1,2 E _N
		V						
$k_{d1} = \frac{b_{cl_i}}{k_{Fe} l_m b_{d_{max}}}; k_{d2} = \frac{b_{cl_i}}{k_{Fe} l_m b_{d_{med}}}; k_{d3} = \frac{b_{cl_i}}{k_{Fe} l_m b_{d_{min}}}$								
$B_{d_{max}} = B'_{d_{max}} - \mu_0 k_{d3} H_{d_{max}}$	T							
$B_{d_{med}} = B'_{d_{med}} - \mu_0 k_{d2} H_{d_{med}}$	T							
$B_{d_{min}} = B'_{d_{min}} - \mu_0 k_{d1} H_{d_{min}}$	T							
$H_{d_{max}}$	A/cm							
$H_{d_{med}}$	A/cm							
$H_{d_{min}}$	A/cm							
$H_{dc} = \frac{1}{6} [H_{d_{max}} + 4H_{d_{med}} + H_{d_{min}}]$	A/cm							
$U_{mdc} = 2h_{dc} H_{dc}$	A							
$U_{m\delta_{dac}} = U_{m\delta_{da}} + U_{mdc}$	A							
$1/2 U_{m\delta_{dac}}$	A							
$\Phi_{\sigma} = \frac{k l_m b_m}{\tau} U_{m\delta_{dac}} 10^{-6}$	Wb							
$\Phi_m = \Phi + \Phi_{\sigma}$	Wb							
$B_m = \frac{\Phi_m}{k_{Fe} l_m b_m}$	T							
H_m	A/cm							
$U_{mm} = 2(h_p + h_m) H_m$	A							
$U_{m\delta_{imb}} = 2 \frac{B_m}{\mu_0} \delta_{imb}$	A							
$B_{js} = \frac{\Phi_m}{2l_s h_{js}}$	T							
H_{js}	A/cm							
$U_{mjs} = L_{js} H_{js}$	A							
$\Sigma U_{mi} = U_{m\delta_{dac}} + U_{mm} + U_{m\delta_{imb}} + U_{mjs}$	A							
$e_u = \frac{E}{n_N}$ (pentru motor)	V/ rot/ min							

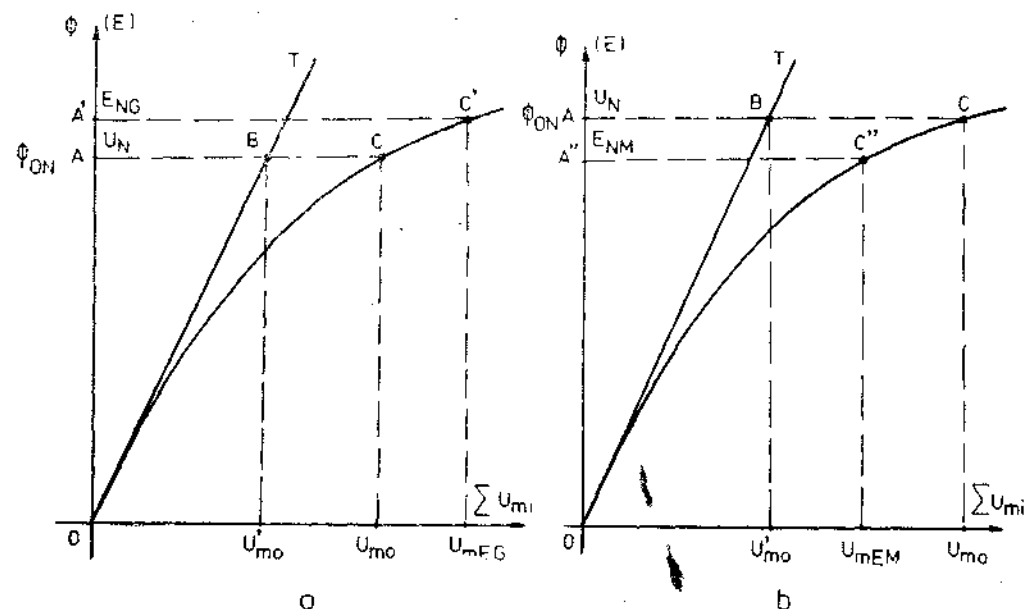


Fig. 7.13. Caracteristica magnetică la funcționarea în gol a mașinii de curent continuu:
a — generator; b — motor.

Dacă mașina funcționează în regim de generator cu autoexcitație (excitație derivație) și trebuie să asigure un domeniu foarte larg de reglaj, a tensiunii la borne, cum este cazul unui generator de curent continuu care trebuie să funcționeze stabil și la tensiuni mici, atunci este necesară o înclinare suplimentară a caracteristicii de funcționare în gol (o înclinare) din ju-

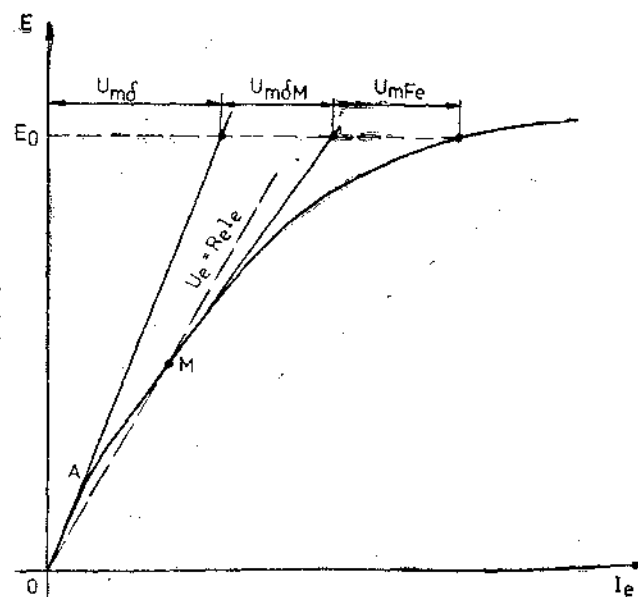


Fig. 7.14. Caracteristica magnetică la funcționarea în gol cu istm magnetic de saturație.

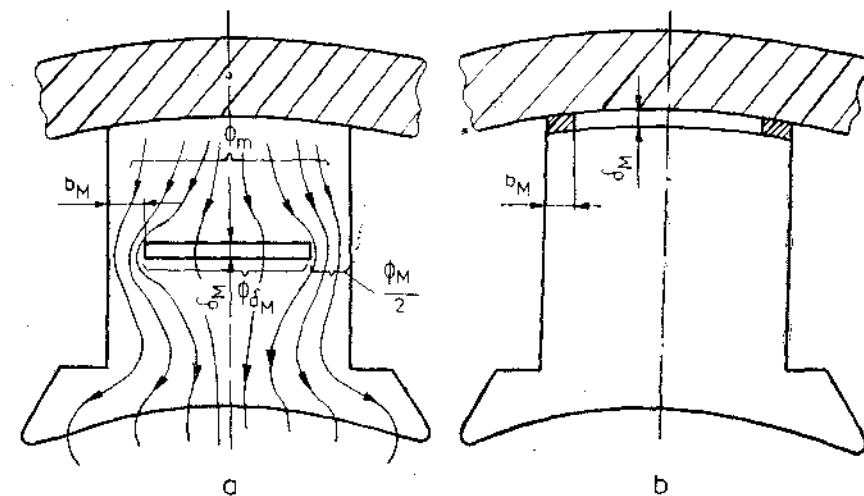


Fig. 7.15. Poli principali cu istm de saturație magnetică.

rul valorii de $0,25 U_N$, așa cum se observă în figura 7.14. Înclinarea suplimentară a caracteristicii de funcționare în gol în punctul A, asigură stabilitatea în funcționare a mașinii și la tensiuni foarte mici, deoarece caracteristica reostatică $U_e = R_e I_e$, o intersectează pe cea de funcționare în gol într-un punct M, bine definit și la aceste valori mici ale tensiunii la borne.

Pentru aceasta, în polul principal se practică un *istm magnetic saturabil* (o punte) stanțat în corpul polului ca în figura 7.15, a sau realizată cu două fișii din tablă de oțel, cu grosimea δ_M cît înălțimea istmului, sudate lateral în zona prinderii polilor pe carcasă, ca în figura 7.15, b. Din punct de vedere al calculului este mai indicată prima variantă (fig. 7.15, a), deoarece în cea de a doua (fig. 7.15, b) o parte importantă a liniilor de câmp trec direct din corpul polului spre carcasă pe drumul câmpului magnetic de scăpări, ocolind istmul saturabil.

Tensiunea magnetică suplimentară pe o pereche de poli $U_{m\delta M}$, introdusă de istmul magnetic saturabil (fig. 7.14) și care se ia în considerație la calculul caracteristicii magnetice de funcționare în gol, se determină cu relația:

$$U_{m\delta M} = 2H_M \delta_M \quad [\text{A}], \quad (7.45)$$

unde:

H_M este intensitatea câmpului magnetic în istmul saturabil, în A/cm;

δ_M — înălțimea istmului magnetic saturabil, în cm. Cel mai frecvent se ia $\delta_M = 0,15 \div 0,3$ cm, valoarea definitivă stabilindu-se în funcție de alura caracteristicii de funcționare în gol (fig. 7.14).

Pentru determinarea lui H_M se procedează astfel (construcția caracteristicii magnetice se începe de la valori mult mai mici ale t.e.m. și anume de la $0,2 E_N$):

— se calculează inducția magnetică aparentă în istm (în ipoteza că tot fluxul magnetic al polului Φ_m trece numai prin istm):

$$B'_M = \frac{\Phi_m}{S_M} \quad [\text{T}], \quad (7.45, a)$$

unde (v. fig. 7.15):

$S_M = 2b_M l_m$ este aria secțiunii istmului saturabil, în m^2 .

Dacă $B'_M < B_0$, atunci H_M se alege, pentru B'_M din curba de magnetizare a tablei de oțel pentru poli (v. anexa 3, tabelul 3-I);

B_0 — valoarea inducției magnetice de unde începe partea liniarizată a curbei de magnetizare și care pentru tabla de oțel pentru poli este: $B_0 = 2T$ și $H_0 = 290$ A/cm, iar pentru tabla silicioasă laminată la rece cu cristale neorientate groasă de 0,5 mm (anexa 2) $B_0 = 2,1$ T și $H_0 = 900$ A/cm.

Dacă $B'_M > B_0$, atunci, similar ca la dinții indusului și ai compensației (v. rel. 7.38), din cauza saturației istmului magnetic, o parte considerabilă din liniile de câmp magnetic se închid și prin întrefierul δ_M , astfel că inducția magnetică reală în istmul saturabil B_M este mult mai mică decât cea aparentă B'_M .

Rezultă astfel (v. fig. 7.15, a):

$$\Phi_m = \Phi_M + \Phi_{\delta M},$$

unde Φ_M și $\Phi_{\delta M}$ sînt fluxurile magnetice din istm și respectiv din întrefierul istmului. Prin împărțire la S_M se obține:

$$\frac{\Phi_m}{S_M} = \frac{\Phi_M}{S_M} + \frac{\Phi_{\delta M}}{S_M} = \frac{\Phi_M}{S_M} + \frac{\mu_0 H_{\delta M} S_{\delta M}}{S_M} = \frac{\Phi_M}{S_M} + \mu_0 H_{\delta M} \frac{S_m - S_M}{S_M}.$$

Dacă se ține cont de relația (7.45, a) și de faptul că inducția magnetică reală din istm este:

$$B_M = \frac{\Phi_M}{S_M}, \quad (7.45, b)$$

se obține:

$$B'_M = B_M + \mu_0 H_{\delta M} \frac{S_m - S_M}{S_M}. \quad (7.45, c)$$

În continuare, pe baza figurii 7.16 pentru valorile $B_M > B_0$, se poate scrie:

$$B_M = B_0 + \mu_0 (H_M - H_0). \quad (7.45, d)$$

Pe de altă parte, avînd în vedere că tensiunile magnetice ale istmului saturabil $U_{mM} = H_M \delta_M$ și întrefierului δ_M , $U_{\delta M} = H_{\delta M} \delta_M$ sînt egale, rezultă că și intensitățile cîmpurilor magnetice în istmul saturabil H_M și în întrefierul δ_M , $H_{\delta M}$ sînt egale, adică:

$$H_{\delta M} = H_M. \quad (7.45, e)$$

Introducînd relațiile (7.45, d) și (7.45, e), în relația (7.45, c) se obține:

$$\begin{aligned} B'_M &= B_0 + \mu_0 (H_M - H_0) + \mu_0 H_M \frac{S_m - S_M}{S_M} = \\ &= B_0 + \mu_0 H_M \left(1 + \frac{S_m - S_M}{S_M} \right) - \mu_0 H_0. \end{aligned}$$

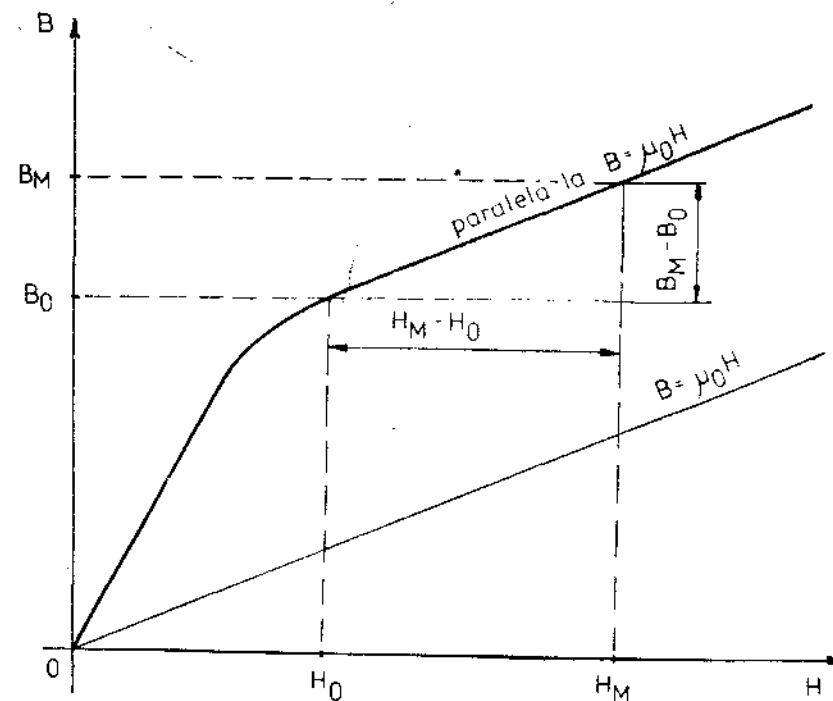


Fig. 7.16. Liniarizarea caracteristicii magnetice în zona saturată.

din care rezultă:

$$H_M = \frac{1}{k_M} \left(H_0 + \frac{B'_M - B_0}{\mu_0} \right), \quad (7.46)$$

în care s-a notat:

$$k_M = 1 + \frac{S_m - S_M}{S_M}. \quad (7.46, a)$$

Valoarea lui H_M , dată de relația (7.46), se introduce în relația (7.45) și rezultă tensiunea magnetică a istmului saturabil pentru $B'_M > B_0$.

Pentru mașinile normale, coeficientul de saturație dat de relația (7.44) are, orientativ, valorile:

$k_s = 1,1 \div 1,25$ pentru generatoare;

$k_s = 1,25 \div 1,6$ pentru motoare.

Cea de a doua caracteristică (fig. 7.17) servește la evaluarea efectului reacției transversale a indusului, asupra cîmpului magnetic principal.

Mărimea $1/2 U_{m\delta ac}$, de pe abscisa caracteristicii magnetice parțiale reprezintă *aproximativ*, tensiunea magnetomotoare (t.m.m.) pe un pol, a circuitului magnetic după care se închid liniile cîmpului magnetic al reacției transversale a indusului.

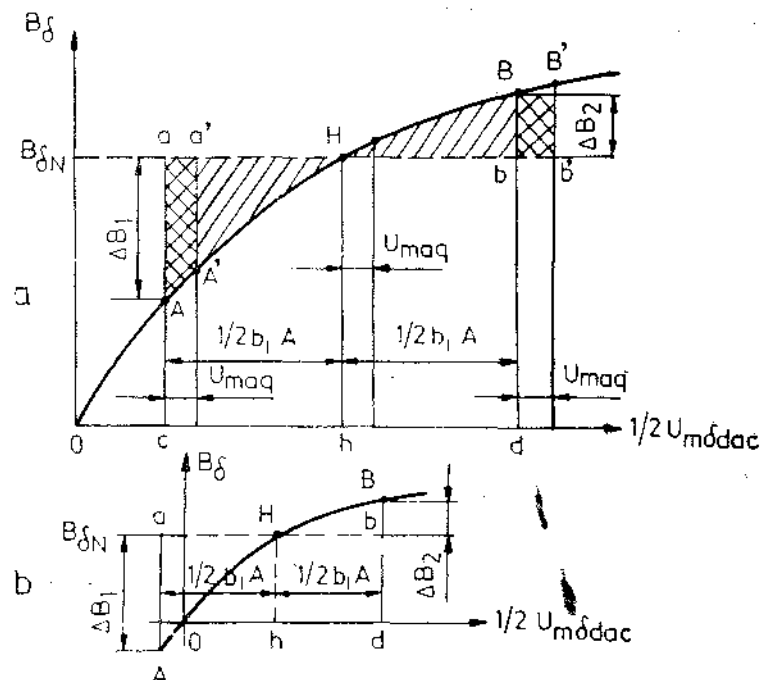


Fig. 7.17. Caracteristica magnetică parțială, a mașinii de curent continuu.

Într-adevăr, cum reiese și din figura 7.18, t.m.m. a unei linii de câmp magnetic, de exemplu după conturul Γ' , este:

$$\oint_{\Gamma'} \vec{H} d\vec{l} = U_{m\delta} + U_{md} + U_{mja} + U_{mp} \quad [\text{A}], \quad (7.47)$$

unde $U_{m\delta}$, U_{md} , U_{mja} și U_{mp} reprezintă tensiunile magnetice pe o pereche de poli, ale întrefierului, dinților rotor, jugului rotor și piesei polare a polului principal (deoarece mașina nu are înfășurare de compensație $U_{mdc} = 0$). Cum inducția magnetică în piesa polară este foarte mică, rezultă că se poate neglija U_{mp} ($U_{mp} \approx 0$), justificându-se astfel termenul „aproximativ”, folosit mai sus la semnificația mărimii $1/2 U_{mdac}$.

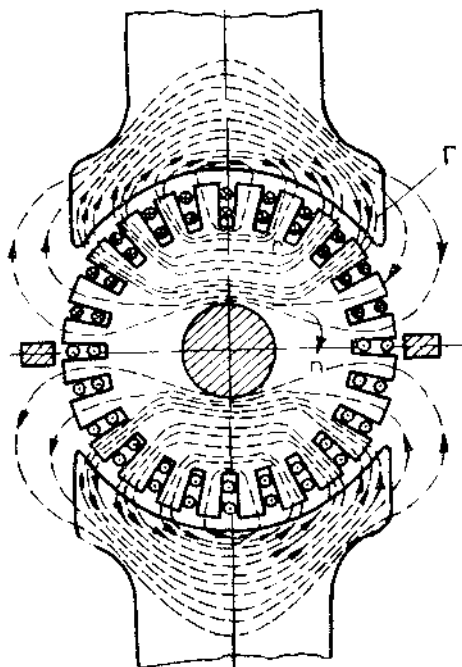


Fig. 7.18. Câmpul magnetic de reacție transversală a indusului (rotorului).

7.7. SOLENAȚIA DE EXCITAȚIE LA FUNCȚIONAREA ÎN SARCINĂ. ÎNFĂȘURAREA DE EXCITAȚIE

7.7.1. CALCULUL SOLENAȚIEI DE EXCITAȚIE LA FUNCȚIONAREA ÎN SARCINĂ

La funcționarea în sarcină a mașinii, t.m.m. totală trebuie să țină cont și de influența cîmpului magnetic de reacție a indusului transversală și longitudinală (dacă periile sînt decalate din axa neutră geometrică) asupra cîmpului magnetic de la funcționarea în gol.

Din caracteristica magnetică la funcționarea în gol (fig. 7.13) (după care s-a stabilit U_{m0} pentru U_N), se determină, pentru E_N , U_{mE} — adică t.m.m. corespunzătoare fluxului magnetic de funcționare în gol, calculată pentru t.e.m. nominală E_N (U_{mEG} pentru E_G sau U_{mEM} pentru E_M , după cum mașina este generator sau motor).

T.m.m. totală (rezultantă), la sarcină nominală, corespunzătoare unei perechi de poli și egală, conform legii circuitului magnetic, cu solenația de excitație, se determină cu relația:

$$F_{cN} = (1,05 \div 1,08) [U_{mE} + 2(F_{aq} + F_{ad})] \quad [\text{A}] \quad (7.48)$$

în care (fig. 7.13):

$U_{mE} = U_{mEG}$ — pentru generator;

$U_{mE} = U_{mEM}$ — pentru motor;

(7.48, a)

$(1,05 \div 1,08)$ — servește drept coeficient de acoperire a diferitelor erori posibile în calculul caracteristicilor magnetice (la H , lungimi etc.);

F_{aq} — solenația corespunzătoare efectului de demagnetizare a mașinii de către cîmpul magnetic al reacției transversale a indusului, pe pol;

F_{ad} — solenația corespunzătoare efectului de demagnetizare a mașinii de către cîmpul magnetic al reacției longitudinale a indusului, pe pol.

Cînd mașina are periile calate în axa neutră geometrică (pentru mașinile cu poli auxiliari) atunci:

$$F_{ad} = 0.$$

Dacă periile sînt decalate din axa neutră geometrică (mașini fără poli auxiliari) se poate evalua:

$$F_{ad} = cA \quad [\text{A}], \quad (7.48, b)$$

unde:

$c \approx 0,4(\tau - b_i)$, în cm reprezintă deplasarea periilor din axa neutră;

A — pătura de curent, în A/cm.

Solenația corespunzătoare efectului de demagnetizare a mașinii de către cîmpul magnetic al reacției transversale a indusului F_{aq} , se calculează, cu ajutorul caracteristicii magnetice parțiale (fig. 7.17, a).

Pentru valoarea nominală a inducției magnetice în întrefier $B_{\delta N}$, la funcționarea în gol, se determină pe caracteristica magnetică parțială, punctul H , căruia îi corespunde tensiunea magnetică egală cu segmentul Oh .

De o parte și de alta a lui $\overline{Hh}$, la distanțe egale și la scara tensiunii magnetice se iau segmentele :

$$\overline{hc} = \overline{hd} = \frac{1}{2} b_i A \text{ [A]}, \text{ pentru } b_i \text{ în cm și } A \text{ în A/cm.}$$

Se duc segmentele de dreaptă $\overline{ca}$ și $\overline{db}$ care intersectează caracteristica magnetică parțială în punctele A, respectiv B.

Se notează : $\overline{aA} = \Delta B_1$;

$$\overline{bB} = \Delta B_2.$$

Tensiunea magnetică de reacție transversală a indusului, care trebuie să fie compensată de solenația F_{aq} , este reprezentată de mărimea U_{mag} cu care trebuie deplasat spre dreapta punctul de funcționare H, astfel încît cele două suprafețe noi formate să fie egale (aria $HA'a' \approx$ aria $HB'b'$).

Pe baza celor afirmate se demonstrează că pentru mașinile fără înfășurare de compensație, rezultă :

$$F_{aq} \approx \frac{1}{6} \frac{\Delta B_1 - \Delta B_2}{\Delta B_1 + \Delta B_2} b_i A \text{ [A]}, \quad (7.48, c)$$

care este de sens contrar cu U_{mag} .

În cazurile în care mașinile sînt puternic solicitate electric (pătura de curent A este mare), este posibilă situația din figura (7.17, b) cînd ΔB_1 se ia pe prelungirea, dincolo de origine, a caracteristicii magnetice parțiale.

Dacă mașina este prevăzută cu înfășurare de compensație (v. paragraful 7.10), atunci :

$$F_{aq} \approx \frac{1}{6} \frac{\Delta B_1 - \Delta B_2}{\Delta B_1 + \Delta B_2} b_i A (1 - \gamma) \text{ [A]}, \quad (7.48, d)$$

unde, pentru γ vezi relația (7.100, a).

7.7.2. CALCULUL ÎNFĂȘURĂRII DE EXCITAȚIE

A. Excitația separată și derivație (paralelă)

Atît pentru generatoarele cît și pentru motoarele de curent continuu cu regim de funcționare normal (caracteristică mecanică normală și reglaj de turație în domenii nu prea mari), dimensionarea înfășurării de excitație separată și derivație, se face, pornind de la stabilirea secțiunii conductorului înfășurării de excitație cu relația :

$$s_{ce} = \rho_g \frac{p l_{med} F_{eN}}{U_e} \text{ [mm}^2\text{]}, \quad (7.49)$$

în care :

ρ_g este rezistivitatea materialului pentru conductorul înfășurării de excitație, în $\frac{\Omega \text{ mm}^2}{\text{m}}$ la temperatura ϑ (°C) de lucru (v. paragraful 7.11.1) și anume :

- pentru clasă de izolație A sau B — se ia $\vartheta = 75^\circ\text{C}$;
- pentru clasă de izolație F sau H — se ia $\vartheta = 115^\circ\text{C}$;
- p — numărul de perechi de poli;
- F_{eN} — solenația de excitație la sarcină nominală, conform relației (7.48), pe o pereche de poli;
- l_{med} — lungimea medie a spirei, înfășurării de excitație, în m, dată de relația :

$$l_{med} \approx 2[(l_m + b_v) + (b_m + b_v)] \text{ [m]}, \quad (7.49, a)$$

în care, grosimea bobinei de excitație b_v se poate estima orientativ în funcție de mărimea mașinii :

$$b_v \approx (4 \div 7) \text{ cm};$$

U_e — tensiunea la bornele înfășurării de excitație, în V.

De obicei $U_e = (0,7 \div 0,8) U_N$ — considerînd o cădere de tensiune pe reostatul de excitație de $(20 \div 30)\%$ din tensiunea nominală U_N a sursei separate sau a mașinii (în cazul excitației derivație).

Valoarea rezultată cu relația (7.49) se adoptă definitiv din norme sau STAS-uri, în funcție de profilul ales, rezultînd dimensiunile și secțiunea definitivă a conductorului (anexa 5 pentru conductor rotund, ori anexa 7 pentru conductor profilat); se stabilește de asemenea și izolația acestuia. Se vor avea în vedere, la stabilirea formei conductorului în funcție de secțiune, aceleași recomandări ca la înfășurarea indusului (v. tabelul 7.4).

Se alege, apoi densitatea de curent J_e în A/mm², conform indicațiilor de la paragraful 7.3.1 și rezultă curentul de excitație :

$$i_e = s_{ce} J_e \text{ [A]} \text{ (cu } s_{ce} \text{ normalizat din STAS).}$$

Numărul de spire, pe un pol, al înfășurării de excitație este :

$$w_e = \frac{F_{eN}}{2i_e} = \text{număr întreg}. \quad (7.50)$$

OBSERVAȚII. Este recomandabil să se facă imediat verificarea încadrării în limite a tensiunii de excitație U_e , astfel :

- se stabilește (prin construcția la scară) grosimea aproximativă a bobinei b_v ;
- se recalculează cu b_v rezultat lungimea medie a spirei l_{med} cu relația (7.49, a);
- se calculează rezistența înfășurării de excitație

$$R_{e\vartheta} = \rho_g \frac{2pw_e l_{med}}{s_{ce}} \text{ [\Omega]}; \quad (7.51)$$

- se determină tensiunea de excitație :

$$U_e = R_{e\vartheta} i_e \text{ [V]}. \quad (7.51, a)$$

care trebuie să se încadreze în limitele impuse inițial de $(0,7 \div 0,8) U_N$.

Dacă nu se încadrează se acționează asupra lui s_{ce} (în sensul mării — pentru $U_{calculat}$ mai mare, sau micșorării pentru $U_{calculat}$ mai mic), însă tot cu valori standardizate, și se reconsideră etapele enumerate.

Dacă s_{ce} diferă prea mult de valoarea calculată cu relația (7.49), se are în vedere (la o micșorare prea mare), încadrarea în limitele admisibile a densității de curent recalculeată :

$$J_e = \frac{i_e}{s_{ce}} \text{ [A/mm}^2\text{]}.$$

B. Excitația mixtă adițională

1) În cazul generatoarelor, înfășurarea derivație asigură, la funcționarea în gol, tensiunea nominală la bornele mașinii, iar înfășurarea serie compensează, la sarcină nominală, solenația corespunzătoare căderii de tensiune pe rezistențe și la perii precum și solenația de reacție a indusului.

Aceasta înseamnă, o caracteristică externă $U = f(I)$, cu tensiunea la borne aproximativ constantă de la $I = 0$ până la $I = I_N$ și chiar mai mare, cum se vede în figura 7.19, a.

Solenația totală de excitație, determinată cu relația (7.48) la conexiunea adițională a înfășurării serie (care de obicei este cea mai utilizată), este egală cu suma solenațiilor celor două înfășurări (derivație și serie), adică :

$$F_{eN} = F_{ep} + F_{es}, \quad (7.52)$$

unde :

F_{ep} este solenația înfășurării de excitație paralelă (derivație);

F_{es} — solenația înfășurării de excitație serie.

Pe de altă parte, pe baza celor arătate, asupra rolului fiecărei înfășurări, rezultă că solenația înfășurării de excitație derivație este dată de relația :

$$F_{ep} = (1,05 \div 1,08) U_{m0} \quad [A] \quad (7.53)$$

în care U_{m0} are semnificația din figura 7.13, a și din relația (7.44).

În baza relațiilor (7.48), (7.52) și (7.53), solenația înfășurării de excitație serie rezultă :

$$F_{es} = F_{eN} - F_{ep} = (1,05 \div 1,08) [(U_{mE} - U_{m0}) + 2(F_{aq} + F_{ad})]. \quad [A] \quad (7.54)$$

Scrișă sub această formă, expresia lui F_{es} evidențiază distinct cele două solenații, pentru compensarea cărora este destinată înfășurarea de excitație serie adițională :

$(U_{mE} - U_{m0})$ corespunzătoare căderilor de tensiune ;

$2(F_{aq} + F_{ad})$ corespunzătoare efectului de demagnetizare a mașinii de către reacția indusului.

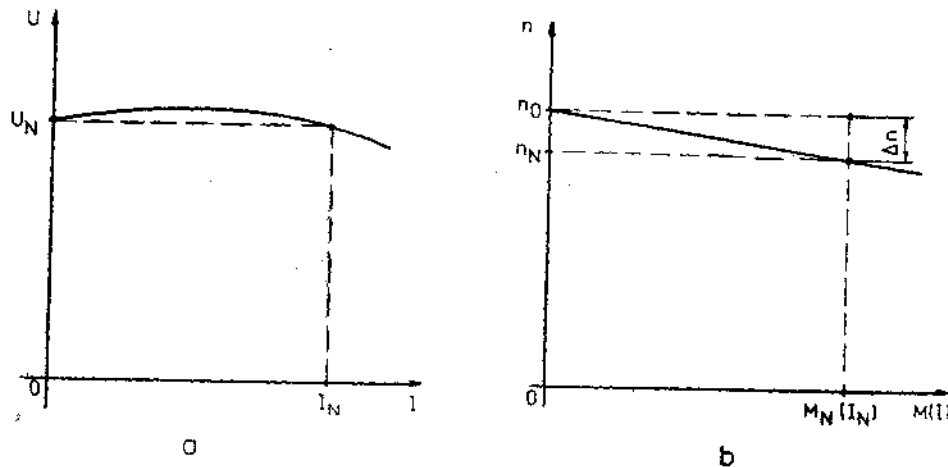


Fig. 7.19. Caracteristicile externă și mecanică ale mașinii de curent continuu cu excitație mixtă adițională;

a — caracteristica externă la generator; b — caracteristica mecanică la motor.

2) În cazul motoarelor, înfășurarea derivație asigură, la funcționarea în gol, o viteză de rotație n_0 , cu circa $(10 \div 15)\%$ mai mare decât turația nominală, adică :

$$n_0 \geq (1,1 \div 1,15) n_N, \quad (7.55)$$

iar înfășurarea serie adițională compensează, la sarcină nominală, efectul de demagnetizare al mașinii de către cimpul magnetic de reacție a indusului, astfel încât fluxul magnetic rezultat să rămână aproximativ constant, iar caracteristica mecanică $n = f(M)$ sau la altă scară $n = f(I)$ să aibă o alură căzătoare conform relației (v. și fig. 7.19, b) :

$$n = \frac{U_N}{k_e \Phi} - \frac{\Sigma R_a}{k_e k_m \Phi^2} M, \quad (7.55, a)$$

unde k_e și k_m sînt constante pentru o mașină dată.

Deoarece alura căzătoare a caracteristicii mecanice asigură stabilitatea în funcționare a motorului [12, vol. I], înfășurarea serie conectată adițional se mai numește și *înfășurare de stabilizare*.

Este foarte important însă de reținut că înfășurarea serie adițională poate fi utilizată ca înfășurare de stabilizare a funcționării mașinii, numai la motoarele cu un singur sens de rotație bine stabilit; în cazul schimbării sensului de rotație prin schimbarea polarității polilor (decă a curentului de excitație) este necesară și schimbarea sensului curentului prin înfășurarea serie, ceea ce este destul de complicat. De aceea, în cazul motoarelor reversibile prin schimbarea polarității polilor, se recomandă pentru o funcționare stabilă utilizarea înfășurării de compensație.

Viteza de rotație n_0 se determină pentru t.e.m. corespunzătoare funcționării în gol :

$$E_0 \approx U_N - \left(I_{a0} \Sigma R_a + \Delta U_{pr} \frac{I_{a0}}{I_{aN}} \right) \quad [V], \quad (7.56)$$

Deoarece valoarea curentului din indus la funcționarea în gol I_{a0} este foarte mică :

$$I_{a0} \approx \frac{P_{fe} + P_{mec+e}}{U_N} \quad [A], \quad (7.56, a)$$

unde :

P_{fe} sînt pierderile în fier, în W ;

P_{mec+e} — pierderile mecanice (adică de frecare în lagăre) și de ventilație (adică de frecare cu aerul — fără ventilator), în W, se poate practic considera că $E_0 \approx U_N$.

Dar, la funcționarea în gol acționează numai înfășurarea de excitație derivație, care ar trebui să acopere t.m.m. de funcționare în gol U_{m0} dacă turația n_0 ar fi egală cu turația nominală n_N , sau, motiv pentru care se prevede, să asigure o solenație F_{ep} corespunzătoare unei turații n_0 mai mare decât cea nominală, conform relației (7.55).

De aceea pentru determinarea solenației F_{ep} , corespunzătoare vitezei de rotație la funcționarea în gol n_0 , este indicat să se utilizeze caracteristica de funcționare în gol, construită pentru valoarea t.e.m. care corespunde unei unități de turație (1 rot/min),

$$e_n = \frac{E}{n_N} = f(\Sigma U_{mt}), \quad (7.57)$$

și care, la scara turației nominale n_N , poate fi reprezentată chiar de caracteristica de funcționare în gol din figura 7.13, *b* (această ultimă rubrică se adaugă la tabelul caracteristicilor magnetice pentru motor, ca în tabelul 7.5).

Pentru mai multă claritate, această caracteristică dată de relația (7.57), este redată, în figura 7.20.

Întocmai ca la generator, solenația totală de excitație este asigurată cu înfășurarea serie în conexiune adițională, de suma solenațiilor celor două înfășurări, conform relației (7.52).

Pentru determinarea celor două componente F_{ep} și F_{es} se procedează, pe baza celor menționate, astfel:

● se calculează i.e.m., corespunzătoare unității de turație, necesară funcționării în gol a motorului pentru turația n_0 dată de relația (7.55):

$$e_n = \frac{E_0}{n_0} = \frac{U_N}{(1,1 \div 1,15)n_N} = e'_n \div e''_n; \quad (7.57, a)$$

● de pe caracteristica $e_n = f(\sum U_{mi})$ reprezentată în figura 7.20, se determină pentru e'_n și e''_n , solenațiile înfășurării de excitație derivație F'_{ep} și F''_{ep} , necesare asigurării la funcționarea în gol, a turației n_0 în limitele stabilite de relația (7.55);

● se stabilesc limitele valorilor solenației înfășurării de excitație serie (de stabilizare):

$$F_{es} = F_{eN} - (F'_{ep} \div F''_{ep}) = F'_{es} \div F''_{es}; \quad (7.57, b)$$

● se calculează limitele în care se găsește numărul de spire pe pol al înfășurării de excitație serie (de stabilizare):

$$w_{es} = \frac{C_s(F'_{es} \div F''_{es})}{2 I_a} = w'_{es} \div w''_{es}, \quad (7.57, c)$$

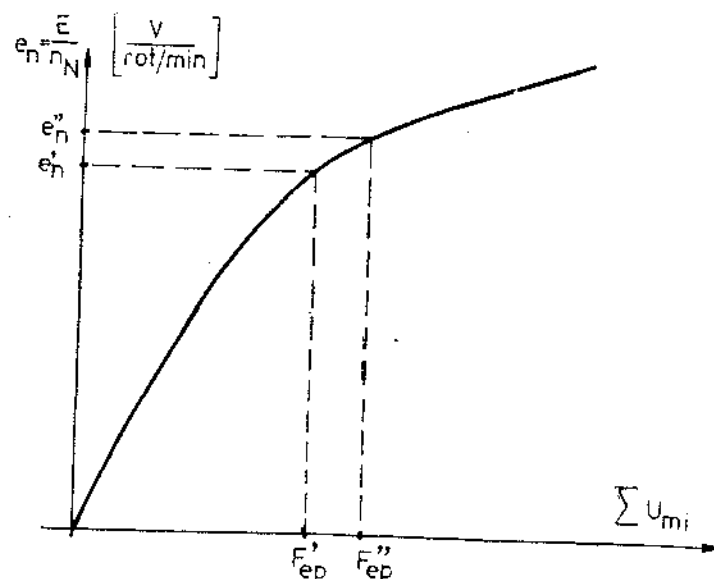


Fig. 7.20. Caracteristica de funcționare în gol, la scara turației, a motorului de curent continuu.

unde:

I_a este curentul din indus. Pentru motor $I_a = I_N - i_e$;

C_s — numărul căilor de curent în paralel, pentru înfășurarea de excitație serie. Pentru simetria căilor de curent în paralel trebuie satisfăcută relația:

$$\frac{2p}{C_s} = \text{număr întreg}. \quad (7.57, d)$$

Se stabilește numărul de spire pe pol w_{es} , la valoarea numărului întreg cuprins în limitele $w'_{es} \div w''_{es}$, date de relația (7.57, c). Dacă între aceste limite nu este cuprins nici un număr întreg, dar una din limite este foarte apropiată de număr întreg (sub $\pm 0,15$) atunci se stabilește w_{es} la acel număr întreg (de preferat cel superior) sau, ca și în cazul când limitele sînt depărtate de număr întreg, se mărește C_s la valori care satisfac relația (7.57, d) pînă se obține un număr întreg între limitele $w'_{es} \div w''_{es}$, ori una din limite apropiată de număr întreg, rezultînd astfel valorile definitive ale lui $w_{es} = \text{număr întreg}$ și C_s adoptat.

OBSERVAȚIE. Este evident că numărul de căi de curent în paralel pentru înfășurarea de excitație serie C_s , trebuie corelat și cu valoarea curentului din indus I_a , astfel încît pentru limitele normale ale densității de curent J_s să existe dimensiuni corespunzătoare pentru conductor în STAS, sau această secțiune să nu rezulte prea mică atunci cînd, din condiția ca să se obțină $w_{es} = \text{număr întreg}$, ar trebui să se ia pentru C_s o valoare prea mare.

Cu valorile definitive ale lui w_{es} și C_s se recalculează solenația ce revine înfășurării de excitație serie, pe o pereche de poli:

$$F_{es} = \frac{2 I_a w_{es}}{C_s} \text{ [A]}. \quad (7.58)$$

iar din relația (7.52) rezultă solenația ce trebuie să o asigure înfășurarea de excitație derivație, pe o pereche de poli:

$$F_{ep} = F_{eN} - F_{es} \text{ [A]}. \quad (7.58, a)$$

După determinarea celor două componente F_{ep} și F_{es} , pentru generator sau pentru motor, se trece la dimensionarea înfășurărilor de excitație derivație și serie.

Dimensionarea înfășurării de excitație derivație se face identic ca în cazul în care ar exista excitație separată sau numai derivație (avînd în vedere și observațiile), însă pentru solenația F_{ep} .

Înfășurarea de excitație serie se dimensionează, ținînd cont că este parcursă de curentul din indus:

$$I_a = I_N \pm i_e \text{ [A]},$$

(+) — pentru generator;

(-) — pentru motor.

Numărul de spire pe un pol al înfășurării de excitație serie a generatorului pentru un anumit număr de căi de curent în paralel C_s , rezultă cu relația (7.57, c), însă pentru solenația F_{es} a generatorului, adică:

$$w_{es} = \frac{C_s F_{es}}{2 I_a} = \text{număr întreg}. \quad (7.59)$$

Ca și în cazul motorului stabilirea lui w_{es} la număr întreg, se face în mod uzual prin rotunjire la numărul întreg cel mai apropiat sau din valoarea lui C_s , însă respectind relația (7.57, d).

Se alege densitatea de curent J_s , în A/mm² (v. paragraful 7.3.1) și rezultă secțiunea conductorului înfășurării de excitație serie :

$$s_{es} = \frac{I_a}{C_s J_s} \quad [\text{mm}^2]. \quad (7.60)$$

În cazul inserierii normale a bobinelor (fără legări în paralel), $C_s = 1$.

Se aleg apoi secțiunea s_{es} și dimensiunile conductorului din STAS conform anexei 7, stabilindu-se totodată, izolația conductorului și forma constructivă a bobinei, în funcție de dimensiunile și așezarea pe polul principal al ambelor înfășurări, derivație și serie (v. mai jos observația de la punctul C).

C. Excitație serie

Excitația serie se utilizează numai la motoarele de curent continuu, cu destinații speciale și anume :

— pentru puteri > 1 kW, ca motoare de tracțiune în transportul electric sau Diesel-electric ;

— pentru puteri < 1 kW, aceste motoare au o largă întrebuințare ca motoare serie universale (cu alimentare în curent continuu sau alternativ) pentru diverse unelte sau utilaje cu acționare electrică, în automatizări etc.

Solenația de excitație, la sarcină, se determină ca și în celelalte cazuri cu relația (7.48) și va fi în întregime asigurată numai de înfășurarea serie.

Dimensionarea înfășurării are în vedere faptul că este parcursă, ca și indusul, de curentul nominal și anume :

$$I_a = I_{NM} \quad (\text{v. relația 7.6, a}).$$

Numărul de spire, pe un pol, este :

$$w_{es} = \frac{C_s F_{eN}}{2 I_{NM}} = \text{număr întreg}, \quad (7.61)$$

care se rotunjește la numărul întreg cel mai apropiat.

În continuare, alegerea densității de curent și dimensionarea conductorului se face ca și la înfășurarea serie de la excitația mixtă, ținând însă cont că, în acest caz, pe polul principal, există numai bobina serie.

OBSERVAȚII

1) Rezultind secțiuni mari ale conductoarelor (deoarece sînt curenți mari) se încearcă mai întîi construcția bobinei din conductor neizolat îndoit pe cant (muchie) într-un singur strat, avînd avantajul unei răcirii bune, ceea ce permite creșterea densității de curent.

Izolația între spire este din folie electroizolantă cu grosimea de 0,2–0,3 mm, lipită de spire cu lac de impregnare.

2) În cazul mai multor căi de curent în paralel ($C_s > 1$), se are în vedere, ca și la înfășurarea serie de la excitația mixtă, echilibrarea căilor de curent în paralel, adică fiecare cale să conțină același număr de bobine, ceea ce revine la satisfacerea condiției dată de relația (7.57, d).

7.8. COLECTORUL ȘI PERIILE MAȘINII DE CURENT CONTINUU

A. Dimensiunile colectorului și periilor

● Diametrul colectorului D_k depinde de obicei de diametrul indusului D și de numărul lamelor de colector K , împreună determinînd în final mărimea pasului la colector t_k și grosimea lamei b_k .

Orientativ, la stabilirea lui D_k și t_k , se recomandă :

a) Dacă $20 \leq D \leq 50$ cm se alege :

— pentru înfășurarea indusului din sîrmă rotundă : $D_k < D$;

— pentru înfășurarea indusului din bare : $D_k \leq D - 2h_c$ (h_c fiind înălțimea creștăturii în cm) ;

— se poate adopta și $D_k = (0,65 \div 0,8)D$.

În toate cazurile $t_{kmin} = 0,35 \div 0,45$ cm.

b) Dacă $50 \leq D \leq 400$ cm, se alege :

— $D_k = (0,6 \div 0,85)D$;

— $t_{kmin} = 0,45 \div 0,6$ cm.

La mașinile mari și la cele cu viteze de rotații ridicate, D_k este mai mic, pentru a avea o funcționare uniformă a periilor și reducere a pierderilor de frecare. În acest caz, D_k se alege astfel încît viteza periferică maximă a colectorului să fie limitată la circa 35 m/s adică :

$$v_{kmax} = \frac{\pi D_k n}{60} \leq 35 \text{ m/s},$$

unde :

D_k — în m ;

n — în rot/min.

● Pasul la colector, după stabilirea diametrului D_k , rezultă :

$$t_k = \frac{\pi D_k}{K} \quad [\text{cm}], \quad (7.62)$$

care nu trebuie să fie mai mic decît limitele indicate.

● Viteza periferică, reală, a colectorului :

$$v_k = \frac{\pi D_k n}{60} \quad [\text{m/s}] \leq v_{kmax} \quad (\text{v. tabelul 7.6}). \quad (7.63)$$

● Lățimea periei b_{pe} se stabilește pe baza următoarelor recomandări :

a) pentru înfășurarea buclată simplă :

$$\beta_{pe} = \frac{b_{pe}}{t_k} \geq u + 0,5 \Rightarrow b_{pe} \quad (7.64)$$

($u = \frac{K}{Z}$ este numărul de creștături elementare într-o creștătură reală) ;

b) pentru înfășurarea ondulată simplă :

$$\beta_{pe} = \frac{b_{pe}}{t_k} \approx 2 \div 4 \Rightarrow b_{pe} ; \quad (7.64, a)$$

c) pentru înfășurările multiple de ordinul m :

$$\beta_{pe} = \frac{b_{pe}}{l_k} \geq m + 1 \Rightarrow b_{pe} \quad (7.64, b)$$

● Se aleg apoi dimensiunile standardizate ale periilor conform STAS 4199-76 (anexa 12), astfel încât lungimea periei l_{pe} să fie cuprinsă între $20 \div 50$ mm. Rezultă astfel l_{pe} și b_{pe} .

● Simbolul și calitatea periilor se aleg în funcție de regimul și condițiile de funcționare ale mașinii, conform indicațiilor din tabelul 7.6 și ținând cont că uzura colectorului nu trebuie să fie prea accentuată.

În general, cele mai indicate, pentru mașinile normale sînt periile de electrografit.

Secțiunea periilor pe o tijă a port periei:

$$s_{pe} = \frac{I_a}{pJ_{pe}} \quad [\text{cm}^2], \quad (7.65)$$

unde densitatea de curent în perie J_{pe} se ia din tabelul 7.6.

Numărul periilor de pe o tijă:

$$n_{pe} = \frac{s_{pe}}{b_{pe}l_{pe}} = \text{număr întreg}. \quad (7.66)$$

Secțiunea periilor pe o tijă, recalculată:

$$s_{pe} = n_{pe} b_{pe} l_{pe} \quad [\text{cm}^2]. \quad (7.66, a)$$

● Lungimea utilă a colectorului l_k se determină în funcție de n_{pe} și decalajul de aproximativ $\frac{1}{2} l_{pe}$, ce trebuie să existe între așezarea periilor pe

diferite tije, în vederea unei uzuri uniforme a colectorului (fig. 7.21). Astfel:

$$l_k \approx (n_{pe} + 0,5)(l_{pe} + 0,5 \text{ cm}) + 2a_k \quad [\text{cm}]. \quad (7.67)$$

Constructiv se ia:

$$a_k \approx 1 \div 1,5 \text{ cm}.$$

● Lungimea geometrică l_{gk} a colectorului, în conformitate cu figura 7.21, rezultă:

$$l_{gk} = l_k + (2 \div 3,5) \text{ cm} \quad [\text{cm}]. \quad (7.67, a)$$

Înălțimea h_k și dimensiunile cozii de rîndunică se stabilesc în funcție de condițiile de funcționare și solicitările mecanice (de obicei se adoptă construcția, urmînd a se verifica din punct de vedere mecanic conform paragrafului 21.2).

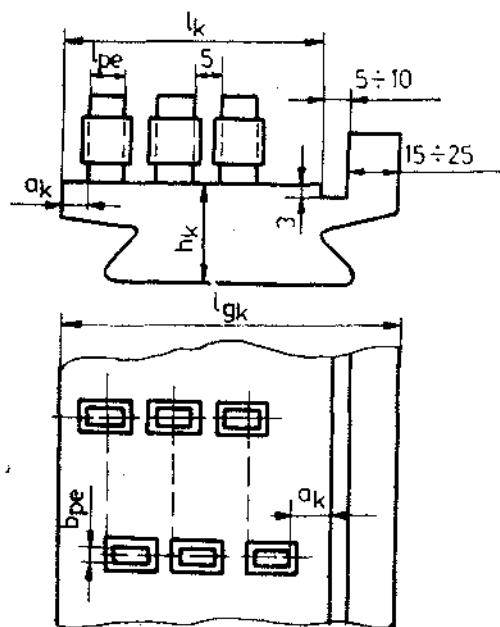


Fig. 7.21. Dimensiunile periilor și colectorului, pentru dispunerea decalată a periilor.

Tabelul 7.6

Caracteristicile periilor utilizate la mașinile electrice

Simbol	Rezistența specifică ($\mu\Omega\text{cm}$)	Coeficient de frecare μ_{pe}	Căderea de tensiune ΔU_{pe} (pe perechea de perii (V))	Viteza maximă a colectorului (m/s)	Densitatea de curent (A/cm^2)		Indicații de utilizare
					Colector	Inele de contact	
A. Perii de electrografit							
EG1	1 800	0,19	1,9	25	10	11,5	Calitate relativ moale, recomandabilă pentru mașini de tensiune joasă și curenți mari. Se recomandă pentru inele de bronz sau oțel
EG2	3 300	0,19	2,0	25	8,5	—	Recomandabilă la motoare de tracțiune de c.c. și c.a. precum și la mașini stabile. Fiind rezistente la temperatură, se recomandă acolo unde apar scintilii puternice
EG3	5 000	0,17	3	25	8,5	—	Perii de calitate specială destinate motoarelor de tracțiune și în special motoarelor de curent alternativ cu colector. Presiune normală 18 kPa
EG4	7 500	0,13	2,7	30	9,5	—	Se recomandă ca și EG3 dar acolo unde și comutația este dificilă, iar viteza colectorului este mai ridicată. Presiune normală 18 kPa
EG5	3 100	0,18	2,3 ÷ 3	45	12	—	Mașini normale de c.c. fără variații brusce de sarcină. Presiune normală 25 kPa
EG6	3 300	0,14	2,4	35	10,5	—	Se recomandă la mașini de c.a. cu colector precum și la mașini de c.c. cu variații mari de sarcină. Presiunea normală 18 kPa
EG7	2 300	0,15	2,2	40	10,5	—	Perii cu mare rezistență mecanică recomandate pentru mașini de tracțiune în c.c. Presiune normală 18 kPa

Tabelul 7.6 (continuare)

Simbol	Rezistența specifică ($\mu\Omega\text{cm}$)	Coeficient de frecare μ_{pe}	Căderea de tensiune ΔU_{pe} (pe perechea de perii) (V)	Viteza maximă a colectorului (m/s)	Densitatea de curent (A/cm^2)		Indicații de utilizare
					Colector	Inele de contact	
EG8	2 800	0,15	2,2	40	10	—	Mașini de c.c. cu suprasarcini mari. Presiune normală 18 kPa
EG9	3 100	0,14	2,4	40	9,5	—	Perii cu bune proprietăți de comutație atât în c.c. cât și în c.a. Se utilizează în tracțiunea electrică
EG10	7 100	0,12	2,5	60	11	—	Utilizabile la excitațiile turboalternatoarelor
B. Perii de metal grafitat							
MG1		0,12	1,4	15 : 20	15	23	Motoare asincrone cu suprasarcini mari. Presiune 14 kPa
MG2		0,12 ÷ 0,20	1,4	15 : 20	17	23	Generatoare pentru acoperiri galvanice și în general mașini cu tensiuni mici și curenți mari. Presiune 14 kPa
MG3		0,12	1,4	20 : 25	15	23	Inele din cupru sau aliaje de cupru. Presiune 14 kPa
MG4		0,12 ÷ 0,20	1,4	20 : 25	12,5	15,5	Indicate pentru mașini de curent alternativ și mașini de c.c. cu tensiuni până la 20V. Presiune 14 kPa
MG5		0,08	1,4	20 : 25	11,5	14	Se îndcă utilizarea lor în special la inele cap-satate și mai ales când acestea sînt confecționate din Cu-Ni. Presiune 21 kPa

B. Încălzirea colectorului în regim staționar

Are drept scop verificarea din punct de vedere termic a dimensionării colectorului.

Încălzirea colectorului în regim staționar este dată de relația :

$$\theta_{col} = \frac{P_{fpe} + P_{ct}}{\pi D_k l_{gk} \alpha_k} [^{\circ}\text{C}] \leq \theta_{adm} \quad (7.68)$$

în care :

$\alpha_k = 50(1 + 0,7\sqrt{v_k})$ [$\text{W}/\text{m}^2\text{C}$] este coeficientul de transmisie a căldurii pe suprafața colectorului la viteza v_k în m/s, dată de relația (7.63) ;

D_k, l_{gk} — în m.

Pierderile prin frecarea periiilor pe colector sînt date de relația :

$$P_{fpe} = \mu_{pe} p_{pe} 2p s_{pe} v_k \quad [\text{W}], \quad (7.68, a)$$

în care :

μ_{pe} este coeficientul de frecare, din tabelul 7.6 ;

p_{pe} — presiunea pe perie, în Pa (1 Pa = 1 N/m²), din tabelul 7.6 ;

s_{pe} — obținută cu relația (7.66, a), în m².

Pierderile prin contactul de trecere a curentului (dintre perie și colector) sînt date de relația :

$$P_{ct} = I_a \Delta U_{pe} \quad [\text{W}] \quad (7.68, b)$$

cu ΔU_{pe} în V — din tabelul 7.6.

Încălzirea admisibilă θ_{adm} este impusă de clasa de izolație a înfășurării indusului (rotorului) și este indicată în STAS 1893/1-87 (v. cap. 3 tabelul 3.1) și anume :

$$\theta_{adm} = 80^{\circ}\text{C}, \text{ pentru clasă B ;}$$

$$\theta_{adm} = 100^{\circ}\text{C}, \text{ pentru clasă F.}$$

7.9. TENSIUNEA ELECTROMOTOARE DE COMUTAȚIE ȘI POLII AUXILIARI

Valoarea medie a t.e.m. de reacțiță e_{rmed} dă indicații asupra comutației mașinii, arătînd totodată și faptul dacă, din acest punct de vedere, este sau nu necesar să se pună poli auxiliari.

Totuși, în domeniul construcțiilor de mașini electrice, experiența a demonstrat că prezența polilor auxiliari chiar dacă valoarea t.e.m. e_{rmed} nu o reclamă, este avantajoasă, în special la mașinile cu variații de sarcină, deoarece se îmbunătățește simțitor comutația.

De asemenea, existența polilor auxiliari menține periiile în axa neutră geometrică și deci nu apare reacția longitudinală a indusului F_{ad} . Rezultă că solenația polilor principali este mai mică decît în cazul în care nu s-ar fi prevăzut poli auxiliari (v. rel. 7.48) ; consumul total de cupru scade, din cauza re-

ducerii lungimii medii a spirei polilor principali, chiar dacă apare în plus cuprul înfășurării polilor auxiliari.

Din această cauză, polii auxiliari se întâlnesc în majoritatea cazurilor, cu excepția unor mașini mici și cu sarcină constantă în funcționare.

7.9.1. TENSIUNEA ELECTROMOTOARE DE COMUTAȚIE

În secția care comută, ca urmare a variației curentului de la $+i_a$ la $-i_a$, se induce o tensiune electromotoare (t.e.m.), numită uneori de reactanță, a cărei valoare medie este:

$$e_{med} = 2\omega_s v_a l_i A \xi \quad [\text{V}], \quad (7.69)$$

în care:

ω_s este numărul de spire pe secție;

$v_a = \frac{\pi D n}{60} [\text{m/s}]$ — viteza periferică a indusului (cu D în m și n în rot/min);

l_i — lungimea ideală, în m ;

A — pătura de curent, în A/m ;

$\xi = \mu_0 [k_\lambda (\lambda_c + \lambda_z + \lambda_{ej}) + \lambda_f]$ — coeficientul ce ține cont de scăpările totale ale secției ce comută

în care:

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m}; \quad (7.69, b)$$

$k_\lambda(u, \beta_{pe}, \varepsilon_k)$ — coeficient ce ține cont de inductanța mutuală a secțiilor ce comută și a cărui valoare se ia din curbele indicate în figura 7.22,

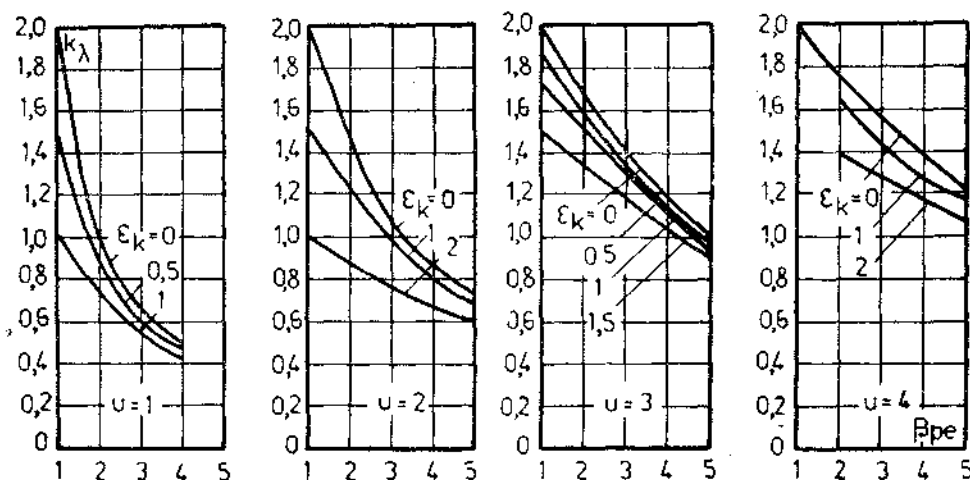


Fig. 7.22. Valorile coeficientului k_λ de considerare a inducției mutuale a secțiilor aflate în comutație.

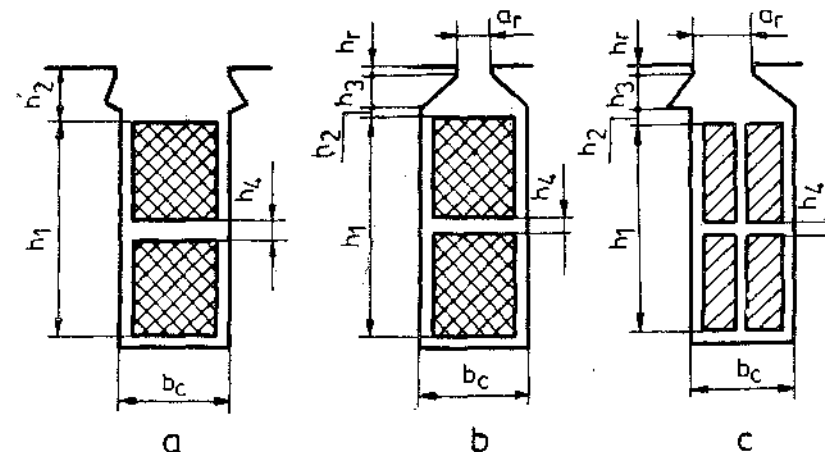


Fig. 7.23. Crestături cu pereții paraleli, bobinate.

unde:

$\varepsilon_k = \frac{K}{2p} - y_1$ — scurtarea pasului, exprimată în lamele de colector sau crestături elementare (uneori se notează cu ε_y);

$y_1 = uy_{1x}$ — cu semnificațiile de la paragraful 7.4.1, A și B (v. rel. 7.15) și exemplul de calcul);

β_{pe} — v. relațiile (7.64);

λ_c — permeanța geometrică specifică a fluxului magnetic de scăpări pe înălțimea crestăturii indusului;

λ_z — permeanța geometrică specifică a fluxului magnetic de scăpări care se închide prin capetele dinților;

λ_{ej} — permeanța geometrică specifică a fluxului magnetic de scăpări datorită bandajelor de oțel magnetic pentru fixarea înfășurării indusului pe lungimea activă (dacă fixarea se face cu pană $\lambda_{ej} = 0$);

λ_f — permeanța geometrică specifică a fluxului magnetic de scăpări în părțile frontale ale înfășurării indusului.

a) **Calculul permeanței geometrice specifice λ_c** se face, conform [27] în funcție de tipul crestăturii și numărul de straturi ale înfășurării indusului și anume:

— pentru crestătura din figura 7.23, a;

$$\lambda_c = \frac{h_1 - h_4}{3b_c} + \frac{h_2}{b_c} + \frac{h_3}{4b_c}; \quad (7.70)$$

— pentru crestăturile din figurile 7.23, b și c:

$$\lambda_c = \frac{h_1 - h_4}{3b_c} + \frac{h_2}{b_c} + \frac{3h_3}{b_c + 2a_r} + \frac{h_r}{a_r} + \frac{h_4}{4b_c}; \quad (7.71)$$

— pentru crestătura din figura 7.24, a (atât pentru înfășurarea într-un strat cit și în două straturi):

$$\lambda_c = \frac{2h_1}{3(b' + b)} + \left(0,785 - \frac{a_r}{2b}\right) + \frac{h_2}{b} + \frac{h_r}{a_r}; \quad (7.72)$$

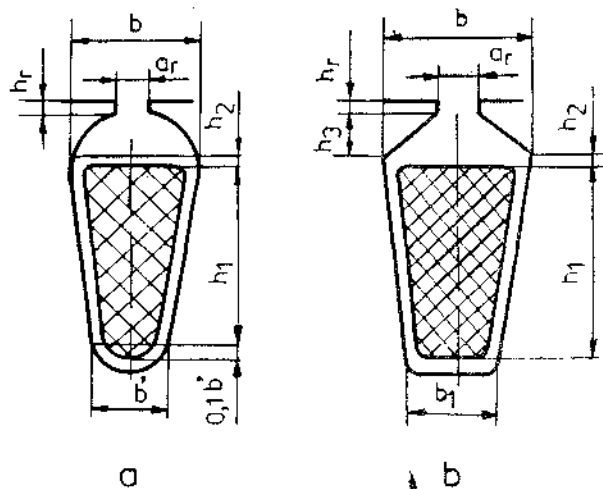


Fig. 7.24. Crestături ovale și trapezoidale (pentru dinți cu pereții paraleli), bobinate.

— pentru crestătura din figura 7.24, b (pentru înfășurarea într-un strat sau două straturi):

$$\lambda_c = \frac{2h_1}{3(b_1 + b)} + \frac{h_2}{b} + \frac{3h_3}{b + 2a_r} + \frac{h_r}{a_r} \quad (7.73)$$

Relațiile (7.72) și (7.73) sînt valabile și pentru înfășurarea în două straturi, deoarece, de regulă, aceste forme de crestături se folosesc, în special, la înfășurările în sîrmă, la care izolația între straturi ia de obicei forma neregulată dictată de așezarea conductoarelor rotunde și deci nu se poate defini un h_4 distinct, ca în figura 7.23.

b) Calculul permeanței geometrice specifice λ_z , depinde de faptul dacă mașina este sau nu prevăzută cu poli auxiliari (de comutație). Astfel, conform [27] rezultă:

— pentru mașinile fără poli auxiliari:

$$\lambda_z = 0,92 \log \frac{\pi l_1}{a_r} \quad (7.74)$$

unde:

l_1 este pasul dentar al rotorului, în cm;

a_r — deschiderea istmului crestăturii, în cm. Pentru crestăturile deschise (fig. 7.23, a) $a_r = b_c$;

— pentru mașinile cu poli auxiliari:

— în cazul cînd $b_{pk} \leq a_r + 2b_{d1}$:

$$\lambda_z = \frac{b_{pk} - a_r}{4k_{ck}\delta_k} \quad (7.75)$$

— în cazul cînd $a_r + 2b_{d1} < b_{pk} < 3a_r + 2b_{d1}$:

$$\lambda_z = \frac{2b_{d1}}{4k_{ck}\delta_k} \quad (7.75, a)$$

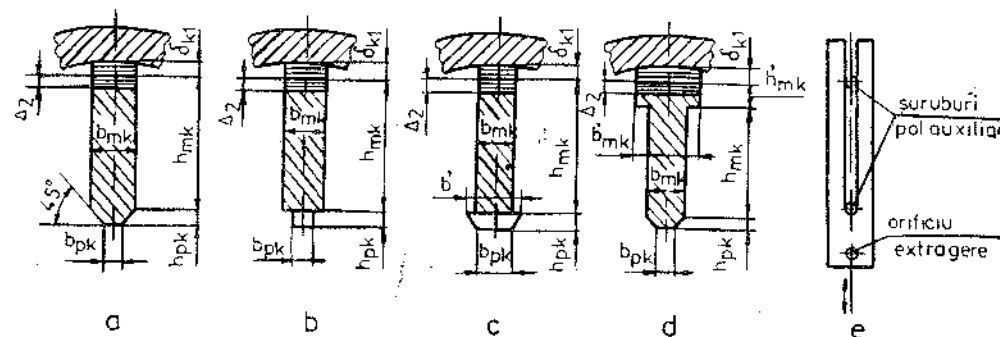


Fig. 7.25. Forme constructive, pentru poli auxiliari (a-d) și pentru adaosul întrefierului reglabil (e).

unde:

a_r — este deschiderea istmului crestăturilor rotorice, în cm;
 $b_{d1} = l_1 - a_r$ — lățimea dintelui pe periferia în disului (spre înțrefier), în cm;

$$b_{pk} \approx (0,65 \div 0,75)b_{zc} \quad [\text{cm}], \quad (7.76)$$

este lățimea reală a piesei polare a polului auxiliar (fig. 7.25).

Pentru micșorarea pulsațiilor cîmpului magnetic al polilor auxiliari se recomandă a se lua:

$$b_{pk} \approx l_1; \quad (7.76, a)$$

$$b_{zc} = \left[b_{pe} + \left(a + \varepsilon_k - \frac{a}{p} \right) l_1 \right] \frac{D}{D_k} \quad [\text{cm}], \quad (7.76, b)$$

este lățimea zonei de comutație;

l_k — pasul la colector, în cm (v. rel. 7.62);

δ_k — lățimea întrefierului polului auxiliar, care se ia de obicei mai mare decît lățimea întrefierului δ al polului principal, în cm.

Se recomandă a se lua:

— pentru mașini cu $D \leq 50$ cm: $\delta_k \approx (0,01 \div 0,012)D$; $\therefore$ (7.77)

— pentru mașini cu $D > 50$ cm: $\delta_k \approx (0,005 \div 0,007)D$.

Dacă valorile obținute cu relațiile (7.77) nu conduc la $\delta_k > \delta$ atunci se recomandă (cu valorile în mm):

$$\delta_k \approx \delta + (1 \div 3) \text{ mm}; \quad (7.77, a)$$

$$k_{ck} = \frac{l_1 + 10\delta_k}{(l_1 - a_r) + 10\delta_k} \quad (7.77, b)$$

este coeficientul întrefierului (al lui Carter) pentru poli auxiliari.

O valoare mai precisă a lui k_{ck} se obține cu relația (7.34, a) în care în locul lui δ se introduce δ_k .

c) Calculul permeanței geometrice specifice λ_{bj} (la mașinile cu bandaj de oțel magnetic pentru consolidarea înfășurării pe partea activă a indusului) se face orientativ, cu relația [27]:

$$\lambda_{bj} \approx \frac{30.000 S_{bj}}{A b_{rc} l_1} \quad (7.78)$$

în care :

S_{tj} este secțiunea tuturor bandajelor de oțel, pe partea activă a indusului, în cm^2 ;

A — pătura de curent a indusului, în A/cm ;

b_{zc}, l_i — în cm .

d) **Calculul permeanței geometrice specifice λ_f** se face în funcție de lungimea frontală a capătului de bobină l_f , depinzând și de faptul dacă bandajul de consolidare a capetelor frontale este feromagnetic sau nu [27].

Orientativ, pentru λ_f se poate utiliza relația :

$$\lambda_f \approx (0,5 \div 1,0) \frac{l_f}{l_i} \quad (7.79)$$

(valorile mai mici, ale parantezei, se iau pentru mașini cu bandaje neferomagnetice, iar mai mari pentru mașini cu bandaje feromagnetice în părțile frontale ale înfășurării).

Lungimea frontală l_f se poate determina fie cu relații analitice, fie constructiv (metodă cea mai apropiată de situația reală).

Pentru cazul al doilea, se face la o scară convenabilă construcția grafică din figura 7.26, în care s-au folosit notațiile :

$b_b \approx b_c$ — grosimea bobinei (pentru creștăturile cu lățime variabilă se ia b_{cmed} la mijlocul creștăturii);

$t_{med} = \frac{\pi(D - h_c)}{Z}$ — pasul dentar mediu;

$y_{1z} = \frac{Z}{2p} \mp \varepsilon_z$ — pasul principal al înfășurării, în creștături reale (v. și paragraful 7.4.1. A și B);

$h_b \approx \frac{h_c}{2}$ — înălțimea bobinei;

a — partea rectilinie a capătului frontal, la ieșirea din miezul feromagnetic;

Δ_{iz} — distanța izolantă între laturile vecine ale părții frontale;

r, r_1 — raze interioare de racordare.

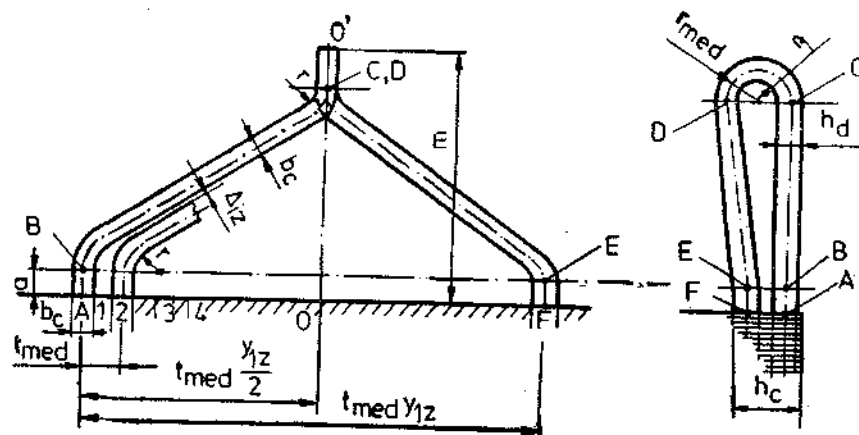


Fig. 7.26. Determinarea grafică a lungimii frontale a bobinei rotor.

Pentru înfășurările mașinilor de curent continuu normale (cu tensiuni pînă la 1000 V), se recomandă următoarele valori ale elementelor constructive folosite :

$$a \approx (1,5 \div 2,5) \text{ cm};$$

$$r \text{ și } r_1 \approx (0,5 \div 1) \text{ cm};$$

$$\Delta_{iz} \approx (0,1 \div 0,15) \text{ cm}.$$

Pentru mașinile cu tensiuni $U_N < 500 \text{ V}$ se pot lua chiar limitele inferioare.

— Pentru bobine din bare, $h_b = h_{cu}$, iar raza r_1 se stabilește din motive tehnologice (v. rel. 7.94) în funcție de raportul dimensiunilor conductorului (h_{cu}/b_{cu}).

Din graficul construit la scară, adică după vederea din stînga figurii 7.26 se determină :

$$a) l_f = l_{ABCDE} \approx 2(a + l_{bc}) + \pi r_{med} \quad [\text{cm}] \quad (7.80)$$

unde :

l_{bc} — se măsoară pe desenul la (scară vederea din stînga figurii 7.26), în cm ;

$$r_{med} = r_1 + \frac{h_b}{2} \quad [\text{cm}];$$

b) m — lungimea axială a părții frontale (necesară la desenul de ansamblu general).

Dacă t.e.m. de autoinducție, calculată cu relația (7.69), satisface condiția :

$$e_{Rmed} < 2 - 2,5 \text{ V},$$

este posibil ca mașina să nu fie prevăzută cu poli de comutație. În acest caz, însă, trebuie calculată și t.e.m. indusă de cîmpul magnetic de reacție transversală a indusului care, în lipsa polilor auxiliari, rămîne necompensat :

$$e_{aq} = 2w_s v_a l_i B_{aq} \quad [\text{V}] \quad (7.81)$$

unde : B_{aq} este inducția magnetică a cîmpului de reacție transversală, care se calculează cu relația aproximativă :

$$B_{aq} \approx \mu_0 \frac{A}{1 - \alpha_p} \quad [\text{T}] \quad (7.82)$$

(cu pătura de curent A , în A/m , v_a — în m/s și l_i — în m).

Dacă suma celor două t.e.m. satisface condiția :

$$e_{Rmed} + e_{aq} \leq 2 - 2,5 \quad [\text{V}], \quad (7.83)$$

atunci mașina se poate construi fără poli auxiliari.

Pentru $e_{Rmed} \geq 2 - 2,5 \text{ V}$, sau din motive constructive, mașina se prevede cu poli auxiliari (de comutație).

7.9.2. CALCULUL POLILOR AUXILIARI

Dimensionarea polilor de comutație se face astfel încît să se obțină o comutație liniară. Deci, cîmpul magnetic al lor trebuie să inducă, în secția care comută, o t.e.m. e_k egală și de sens contrar cu e_{Rmed} adică :

$$e_k = e_{Rmed} \quad (7.84)$$

Pe de altă parte, expresia t.e.m. e_k este:

$$e_k = 2w_s v_a l_{kl} B_{\delta k} \quad [\text{V}], \quad (7.85)$$

în care:

w_s, v_a — au aceleași semnificații și dimensiuni ca în relația (7.69);
 l_{kl} — lungimea ideală a mașinii în zona polului de comutație, în m;
 $B_{\delta k}$ — inducția magnetică în întrefierul polului auxiliar, în T.

Dacă lungimea geometrică a polului auxiliar este aceeași ca a polului principal (ceea ce se obișnuiește) atunci se poate lua:

$$l_{kl} = l_p.$$

Înlocuind în relația (7.84) expresiile lui e_{induc} și e_k , date de relațiile (7.69), respectiv (7.85), se obține:

$$B_{\delta k} = \xi A \quad [\text{T}], \quad (7.86)$$

pentru A , în A/m și $l_{kl} = l_p$, în m.

În cazul mașinilor de curent continuu destinate a funcționa în condiții grele (variații brusce de sarcină, porniri și frînări repetate etc.), se recomandă ca poli auxiliari să fie calculați astfel încât, la sarcină nominală, să aibă o comutație ușor accelerată, iar inducția magnetică în întrefierul polilor auxiliari se calculează cu relația

$$B_{\delta k} = \xi A + \frac{(\Delta U_{pc1} - \Delta U_{pc2})m}{2w_s v_a l_{kl} B_{pr}} \quad [\text{T}], \quad (7.86, a)$$

în care:

m — este ordinul de multiplicitate al înfășurării;
 $\Delta U_{pc1} - \Delta U_{pc2}$ — diferența căderilor de tensiune la capătul de intrare al periiilor (ΔU_{pc1}) și la capătul de ieșire (ΔU_{pc2}), care ia valorile (0,75 ÷ 2) V — pentru perii din electrografit și grafit și (0,35 ÷ 0,65) V — pentru perii din cupru grafitat, care nu se folosesc însă la mașinile de curent continuu;

— celelalte mărimi au aceleași semnificații și dimensiuni ca în relațiile (7.69), (7.85) și (7.64).

Fluxul magnetic util din întrefierul polului auxiliar este:

$$\Phi_k = B_{\delta k} l_{kl} b_{pk} \quad [\text{Wb}], \quad (7.87)$$

Lățimea miezului feromagnetic al polului auxiliar (fig. 7.25) rezultă din relația:

$$b_{mk} = \frac{\Phi_k \sigma_k}{l_k B_{mk}} \quad [\text{m}], \quad (7.87, a)$$

în care:

$l_k = l_m$, în m este lungimea geometrică a polului auxiliar, care se ia egală cu a polului principal l_m ;

$\sigma_k = \frac{\Phi_k + \Phi_{\sigma k}}{\Phi_k}$ — coeficient de scăpări pentru cîmpul magnetic al polului auxiliar;

B_{mk} — inducția magnetică în miezul polului auxiliar, în T.

De obicei, fluxul magnetic de scăpări al polului auxiliar $\Phi_{\sigma k}$ este mult mai mare decât fluxul magnetic util Φ_k și se calculează cu relația [27]:

$$\Phi_{\sigma k} = F_k l_{kl} \mu_0 \lambda_{\sigma k} \quad [\text{wb}], \quad (7.88)$$

unde:

F_k este solenația înfășurării polilor auxiliari, pe o pereche de poli, care se poate estima inițial la valorile:

$F_k \approx (1,2 \div 1,3) F_{ak}$, pentru mașinile fără întrefier reglabil δ_{kl} ;

$F_k \approx (1,35 \div 1,75) F_{ak}$, pentru mașinile cu întrefier reglabil (limitele inferioare se iau pentru $\delta_{kl} \leq 0,75 \delta_k$, iar cele superioare pentru $\delta_{kl} > 0,75 \delta_k$);

F_{ak} — solenația de reacție a indusului pe un pas polar, care se determină cu relațiile:

— pentru mașinile fără înfășurare de compensație:

$$F_{ak} = A \tau \quad [\text{A}], \quad (7.88, a)$$

— pentru mașinile cu înfășurare de compensație cu grad de compensație $\gamma = 1$:

$$F_{ak} = A(\tau - b_p) \quad [\text{A}], \quad (7.88, b)$$

— pentru mașinile cu înfășurare de compensație cu grad de compensație $\gamma \neq 1$ (v. paragraful 7.10) și C_c căi de curent în paralel:

$$F_{ak} = A \tau - \frac{N_c I_a}{C_c} \quad [\text{A}], \quad (7.88, c)$$

$\lambda_{\sigma k}$ este permeanța geometrică specifică a fluxului magnetic de scăpări al polului auxiliar, dată de relația:

$$\lambda_{\sigma k} = \frac{h_{pk}}{c_{pk}} + \frac{h_p''}{c_p''} + 0,75 \frac{h_{mk}}{c_{mk}} \quad (7.88, d)$$

Mărimile geometrice care intervin în relația (7.88, d) sînt indicate în figura 7.27 și se determină grafic din desenul la scară sau cu relațiile:

$h_{pk} = \frac{b_{mk}' - b_{pk}}{2}$ pentru formele constructive din figura 7.25, a, b și d,

respectiv;

$h_{pk} = \frac{b' - b_{pk}}{2}$ pentru forma constructivă din figura 7.25, c și figura 7.27;

$b' = b_{mk}' + (0,5 \div 1,5) \text{ cm}$ — (forma definitivă a piesei polare a polilor auxiliari se obține după stabilirea formei cîmpului magnetic al acestora — v. paragraful 7.9.3, punctul C);

b_{mk}' — se calculează cu relația (7.87, a) în care se ia ca valoare inițială:

$\sigma_k = 2,5 \div 4,5$ — la mașinile fără înfășurare de compensație;

$\sigma_k = 2 \div 3$ — la mașinile cu înfășurare de compensație;

$h_{pk} = (0,8 \div 0,85)(h_m + h_p + \delta + \delta_k)$ (v. fig. 7.9);

$h_p' \approx h_{pt} - h_{pk}$;

c_{pk}, c_p' și c_{mk} — sînt lungimile medii ale liniilor cîmpului magnetic de scăpări al polului auxiliar, în cele trei porțiuni distincte dintre poli și se determină din construcția la scară a elementelor din figura 7.27.

OBSERVAȚIE. Valorile foarte mari ale lui σ_k și deci ale cîmpului magnetic de scăpări al polilor auxiliari, se explică prin existența cîmpului magnetic de reacție transversală a indusului $\Phi_{\sigma k}$ foarte intens în zona în care sînt calate perii, cîmp care este de sens contrar lui Φ_k pe care îl obligă să se închidă, în majoritatea lui, pe drumul de scăpări.

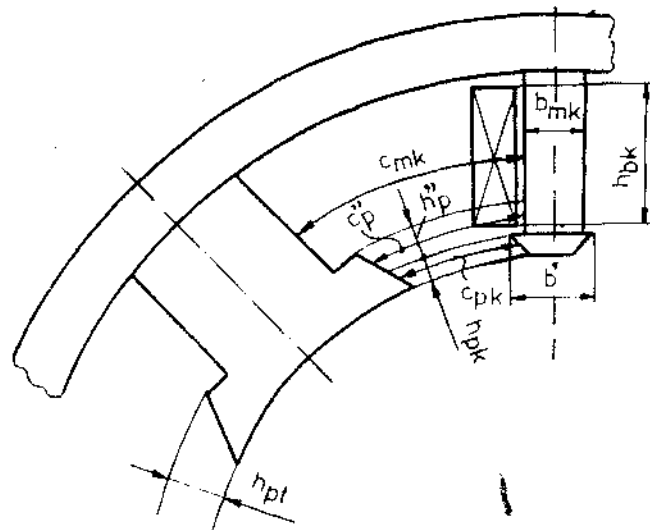


Fig. 7.27. Determinarea grafică a elementelor geometrice necesare calculului fluxului magnetic de scăpări al polului auxiliar.

Pentru ca polul auxiliar să nu se satureze, inducția magnetică în miezul lui B_{mk} trebuie să fie sub 1 T; cel mai frecvent se ia

$$B_{mk} \approx (0,5 \div 0,8) \text{ T.}$$

După definitivarea dimensiunilor geometrice ale polilor auxiliari și ale înfășurării acestora se recalculează $\Phi_{\sigma k}$, σ_k și b_{mk} , după care se verifică încădrarea inducției magnetice B_{mk} în limitele impuse, cu ajutorul relației (7.87, a).

Uneori, pentru a evita saturarea magnetică a polului auxiliar la baza acestuia, se mărește lățimea polului de la b_{mk} la b'_{mk} (v. fig. 7.25, d) în care caz inducția magnetică în această porțiune este:

$$B'_{mk} = \frac{\Phi_k \sigma_k}{l_k b'_{mk}} \text{ [T].} \quad (7.89)$$

Pentru a putea regla mărimea fluxului magnetic al polului auxiliar, în scopul stabilirii comutației optime (v. rel. 7.84) în funcție de sarcină (de obicei la cea nominală), operație ce se face la standul de probe cu ocazia încercărilor finale ale mașinii, circuitul magnetic al acestora se prevede, din construcție, cu un întrefier reglabil δ_{k1} .

Întrefierul reglabil se prevede în porțiunea prinderii polului auxiliar de jugul statoric (fig. 7.25) prin folosirea unor adaosuri din material nemagnetic (de obicei alamă) cu grosimea de $0,5 \div 1 \text{ mm}$, numărul lor variind în funcție de mărimea lui δ_{k1} .

În scopul unei reglări corecte a comutației (δ_k trebuie să rămână constant), tot în zona lui δ_{k1} se mai prevede o porțiune Δ_2 din înălțimea polului auxiliar, care se umple cu adaosuri din material magnetic (tablă de oțel) de aceeași grosime și formă cu cele din material nemagnetic (fig. 7.25, e).

În timpul operației de reglare a comutației se variază reluctanța circuitului magnetic al polilor auxiliari prin înlocuirea unor adaosuri nemagnetice cu altele magnetice (de aceeași grosime) sau invers. De aceea, adaosurile trebuie astfel construite încât să poată fi ușor scoase sau introduse, prin par-

tea frontală, numai prin slăbirea șuruburilor de prindere a polului auxiliar, fără a se demonta mașina; forma acestor adaosuri este indicată în figura 7.25, e.

Lățimea întrefierului reglabil δ_{k1} , care se prevede de obicei la mașini de puteri medii și mari [$P_N \geq (20-30) \text{ kW}$], depinde de puterea mașinii, caracterul sarcinii (constantă sau variabilă), condițiile de funcționare etc.

Orientativ, în cazul mașinilor normale se poate estima:

$$\delta_{k1} = (0,75 \div 1,25) \delta_k, \quad (7.90)$$

pentru mașini cu condiții grele de funcționare luându-se valori chiar mai mari.

De asemenea, tot orientativ, se poate estima:

$$\Delta_2 = (0,5 \div 1) \delta_{k1}, \quad (7.90, a)$$

T.m.m. totală, cu care trebuie să fie egală solenația înfășurării polilor auxiliari, pentru o pereche de poli, se determină cu relația:

$$F_k = \Sigma U_{mk} + F_{ak} \text{ [A]}, \quad (7.91)$$

în care:

$\Sigma U_{mk} = U_{m\delta k} + U_{m\delta k1} + \Sigma U_{mFe k}$ este t.m.m. a circuitului magnetic al polilor auxiliari, pentru o pereche de poli, unde:

$U_{m\delta k} = 2 \frac{B_{\delta k}}{\mu_0} k_{ck} \delta_k \text{ [A]}$ — t.m. a întrefierului polului auxiliar, pentru o pereche de poli cu $B_{\delta k}$ în T și δ_k în m (k_{ck} — v. rel. 7.77, b sau rel. 8.48);
(7.91, a)

$U_{m\delta k1} = 2 \frac{B_{\delta k1}}{\mu_0} \delta_{k1} \text{ [A]}$ — t.m. a întrefierului reglabil pentru o pereche de poli (δ_{k1} — în m);

— pentru figura 7.25, a, b și c: $B_{\delta k1} = B_{mk} \text{ [T]}$;

— pentru figura 7.25, d: $B_{\delta k1} = B'_{mk} \text{ [T]}$ (v. rel. 7.89);

$\Sigma U_{mFe k} = U_{md k} + U_{mj k} + U_{mm k} + U_{mjs k}$ — tensiunea magnetică (t.m.) a porțiunilor feromagnetice ale circuitului magnetic al polilor auxiliari, pentru o pereche de poli;

F_{ak} — solenația de reacție a indusului dată de relațiile (7.88, a, b sau c).

La calculul lui $\Sigma U_{mFe k}$ trebuie avute în vedere, în conformitate cu figura 7.28, următoarele:

1) T.m. a dinților $U_{md k}$ se neglijează, deoarece prin dinții rotorului din dreptul zonei de comutație se închide numai fluxul magnetic util al polilor auxiliari Φ_k , care este mic.

2) T.m. în corpul polilor auxiliari pentru o pereche de poli $U_{mm k}$, se determină cu relația:

$$U_{mm k} = 2 h_{mk} H_{mk} \text{ [A]}, \quad (7.92)$$

în care:

H_{mk} este intensitatea cîmpului magnetic în corpul polului auxiliar corespunzătoare inducției magnetice B_{mk} (luată din anexa 3), în A/cm;

h_{mk} — înălțimea corpului polului auxiliar (fig. 7.25), în cm.

3) Pentru calculul t.m. în jugul rotorului $U_{mj k}$ și jugul statorului $U_{mjs k}$, se ține cont că în zonele I și III (fig. 7.28) cîmpul magnetic al polilor

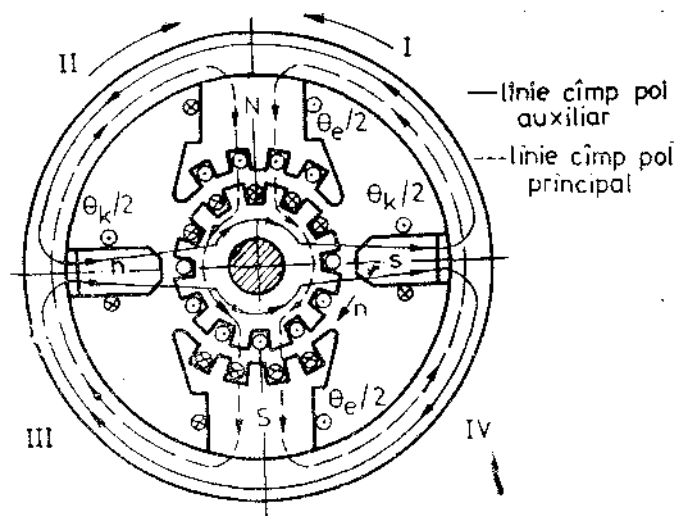


Fig. 7.28. Circuitele magnetice ale polilor principali și auxiliari (suprapunerea fluxurilor magnetice).

auxiliari are același sens cu câmpul magnetic al polilor principali, iar în zonele II și IV, câmpurile magnetice au sensuri opuse.

Se va obține în acest caz :

a) pentru jugul rotorului :

$$\text{— în zonele I și III : } B'_j = \frac{\Phi + \Phi_k}{\Phi} B_{ja} ;$$

$$\text{— în zonele II și IV : } B''_{ja} = \frac{\Phi - \Phi_k}{\Phi} B_{ja} ,$$

(pentru B_{ja} v. relația 7.30. e).

Inducțiilor B'_{ja} și B''_{ja} le corespund, din curba de magnetizare (anexa 2), intensitățile câmpului magnetic H'_{ja} , respectiv H''_{ja} .

La formarea t.m.m. a circuitului magnetic al polilor auxiliari pe conturul de integrare corespunzător liniei medii de câmp magnetic, se observă că tensiunile magnetice sînt pozitive în porțiunile jugurilor în care inducțiile magnetice sînt mai mari și negative în porțiunile în care inducțiile magnetice sînt mai mici.

Rezultă deci că t.m. a jugului rotorului pentru o pereche de poli va fi :

$$U_{mjk} = \frac{(H'_{ja} - H''_{ja})}{2} L_{js} \quad [\text{A}] ; \quad (7.92, a)$$

b) pentru jugul statorului :

$$\text{— în zonele I și III : } B'_{js} = \frac{\Phi_m + \sigma_k \Phi_k}{\Phi_m} B_{js} ;$$

$$\text{— în zonele II și IV : } B''_{js} = \frac{\Phi_m - \sigma_k \Phi_k}{\Phi_m} B_{js} ,$$

(pentru B_{js} — v. relația 7.32, a).

Inducțiilor magnetice B'_{js} și B''_{js} , le corespund, din curba de magnetizare (anexa 3) intensitățile câmpului magnetic H'_{js} , respectiv H''_{js} .

Ca și la jugul rotorului t.m. a jugului statoric pentru o pereche de poli va fi (v. și rel. 7.92, a)

$$U_{mjsk} = \frac{(H'_{js} - H''_{js})}{2} L_{js} \quad [\text{A}] . \quad (7.92, b)$$

Însă, deoarece circuitul magnetic al polului auxiliar nu trebuie să fie saturat, în general se obține inegalitatea :

$$\Sigma U_{mFeK} \ll U_{m\delta k} ,$$

ceea ce arată că este posibilă neglijarea valorii ΣU_{mFeK} .

De obicei, în calcule, valoarea ΣU_{mFeK} se consideră, prin introducerea unui coeficient de majorare a solenității.

În final, dacă se ține cont de cele arătate mai sus și se pun în evidență direct expresiile tensiunilor magnetice $U_{m\delta k}$ și U_{mKk} , relația (7.91) devine :

$$F_L = (1.05 \div 1.08) \left(2 \frac{B_{\delta k}}{\mu_0} k_{CL} \delta_k + 2 \frac{B_{\delta k1}}{\mu_0} \delta_{k1} \right) + F_{ak} \quad [\text{A}] , \quad (7.91, b)$$

unde $(1.05 \div 1.08)$ este factorul de majorare datorit termenului neglijat ΣU_{mFeK} .

Numărul de spire pe un pol auxiliar, ținînd cont că înfășurarea este parcursă de curentul I_a este :

$$w_k = \frac{C_L F_k}{2 I_a} = \text{număr întreg} , \quad (7.93)$$

unde :

C_L este numărul căilor de curent în paralel ale înfășurării polilor auxiliari (pentru inserierea obișnuită a tuturor polilor $C_L = 1$).

Pentru echilibrarea tuturor căilor în paralel (cînd $C_k > 1$), se are în vedere ca fiecare ramificație să conțină același număr de bobine, adică să fie satisfăcută relația :

$$\frac{2p}{C_k} = \text{număr întreg} .$$

Secțiunea conductorului înfășurării polului auxiliar se determină cu relația :

$$s_{ek} = \frac{I_a}{C_k J_k} \quad [\text{mm}^2] , \quad (7.93, a)$$

în care : J_k în A/mm² este densitatea de curent în înfășurarea polului auxiliar, care se alege conform indicațiilor de la punctul 7.3.1 C.

Dimensiunile conductorului se adoptă conform normelor (anexa 7) și se aleg astfel încît să se obțină cea mai bună umplere a spațiului dintre poli.

Dacă secțiunea s_{ek} este suficient de mare (ceea ce se întîmplă pentru curenți mari), este preferabil să se aleagă bobină într-un singur strat cu conductorul îndoit pe muchie (cant), construcție care permite o răcire foarte bună. În acest caz, lățimea și înălțimea conductorului pentru s_{ek} calculat cu relația (7.93, a) trebuie să corespundă dimensiunilor pe lățime (b_{bk}) și înălțime (h_{bk}) ale bobinei (fig. 7.20).

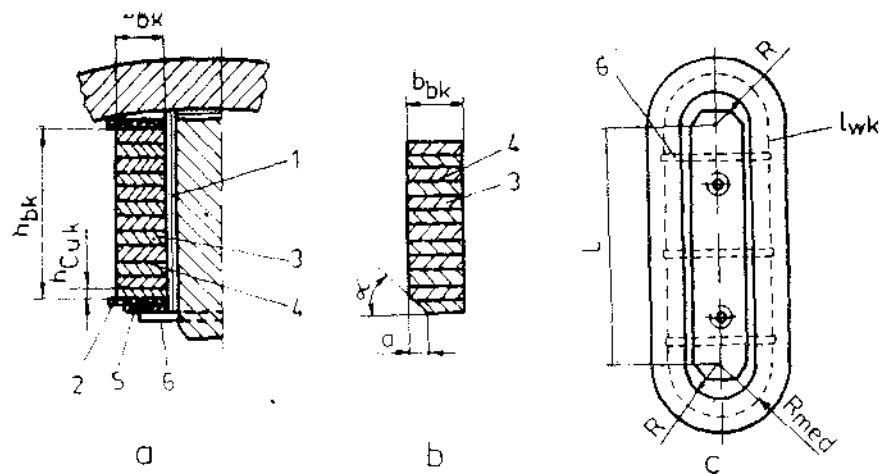


Fig. 7.29. Construcția într-un strat a bobinelor serie (cu conductor îndoit pe muchie).

Dacă b și h sînt dimensiunile conductorului (cu $b > h$) atunci din motive tehnologice (a se evita îngroșarea conductorului la interior) raza R de îndoire pe muchie, trebuie să satisfacă relația (fig. 7.29):

$$R \geq R_{\min} = 0,05 \frac{b^2}{h} \quad [\text{mm}] \quad (7.94)$$

(dimensiunile conductorului se introduc în mm).

În figura 7.29 semnificația pozițiilor este următoarea:

- 1 — izolație pol, cu grosimea totală de $1 \div 1,5$ mm unilateral;
- 2 — ramă izolanță, groasă de $1,5 \div 2$ mm;
- 3 — conductor;
- 4 — izolație între spire, groasă de $0,2 \div 0,3$ mm;
- 5 — ramă metalică (nemagnetică), groasă de $1 \div 2$ mm (se pune numai cînd elementele de fixare ale bobinei (6) ar putea, cu timpul, măcina rama izolanță (2));
- 6 — element de fixare a bobinei pe pol (de exemplu: știf $\Phi 6 \times 50$).

Geometria exactă a bobinelor polilor principali și auxiliari (în special înălțimea acestora) se determină executînd desenul la scară și lăsînd între două bobine vecine o distanță suficientă, din punct de vedere al izolației electrice și al ventilației ($10 \div 15$ mm).

Această distanță constituie și o acoperire, în cazul unor mici abateri de execuție.

Dacă distanța dintre bobine în partea dinspre întrefier este prea mică, în dezavantajul unor considerente tehnologice și de construcție, atunci, pentru mărirea distanței, se practică metoda prelucrării spirelor de jos (frezare pe partea activă) sub un unghi α (determinat din construcția la scară) și pe o adîncime a de cel mult $1/3$ din lățimea conductorului (fig. 7.29, b).

Cînd secțiunea conductorului s_{ck} nu permite construcția într-un strat a bobinei, atunci se execută bobina în mai multe straturi folosind conductor profilat izolat (cu email tereftalic PE, sau cu email și sticlă PE2S, PEST etc.), cu unul sau mai multe fire în paralel, forma exactă a ei fiind determinată de desenul la scară, în funcție de spațiul dintre poli și profilul conductorului standardizat.

OBSERVAȚII.

1) Dimensiunile exacte ale polilor principali și auxiliari, obținute din desenul la scară, nu trebuie să difere prea mult de cele estimate în calcule. În caz contrar se reconsideră calculele afectate de aceste dimensiuni.

2) De obicei, pentru poli auxiliari se utilizează oțel masiv, forma obținîndu-se prin prelucrări mecanice. În cazul unor frecvențe variatii rapide de sarcină (cerute de condițiile de exploatare) este recomandabil să se utilizeze, pentru reducerea curenților turbionari, poli auxiliari împachetați din tole ștanțate; tot prin împachetare din tole se recomandă, în aceste cazuri, a fi construit și jugul statorului.

7.9.3. ANALIZA PRINCIPALELOR ELEMENTE CONSTRUCTIVE CARE CONDIȚIONEAZĂ PROCESUL DE COMUTAȚIE

Cele prezentate în paragrafele 7.9.1 și 7.9.2 permit determinarea unei prime variante constructive a polilor auxiliari.

Din studiile teoretice și experimentale s-a conturat foarte clar necesitatea ca, pentru mașinile funcționînd în condiții grele de exploatare, să se efectueze, din faza de proiectare, o analiză atentă a principalelor elemente care au efecte importante asupra procesului de comutație. De aceea, se apreciază că definitivarea principalelor elemente constructive trebuie să se facă numai după verificarea influenței acestora asupra comutației.

În legătură cu aceasta, se au în vedere următoarele elemente [13, 25, 27]:

- 1) stabilirea numărului de poli (de preferință spre limita superioară indicată în literatură);
- 2) adoptarea factorului α , (tot spre limita superioară);
- 3) stabilirea elementelor de bază ale înfășurării indusului (tipul, Z/p , K/p , u , y_1 , y_{12} , m) și a geometriei creștăturii;
- 4) calculul valorilor momentane ale t.e.m. autoinduse în toate secțiunile dintr-o creștătură și reprezentarea curbei t.e.m. autoinduse pe creștătură;
- 5) stabilirea formei piesei polare și a întrefierului polului auxiliar în corelație cu forma curbei t.e.m. autoinduse în creștătură.

În continuare se vor face unele considerații în legătură cu modul de rezolvare a problemelor enumerate.

A. Permeanțele geometrice specifice ale laturilor de secție

În cazul general al înfășurărilor cu mai multe laturi de secție pe creștătură și strat ($u > 1$), sau a celor cu $\epsilon_k \neq 0$ (v. paragraful 7.9.1), se impune calculul separat al permeanțelor geometrice specifice, pentru:

λ_s — corespunzătoare inductanței proprii a laturilor din stratul superior;

λ_i — corespunzătoare inductanței proprii a laturilor din stratul inferior;

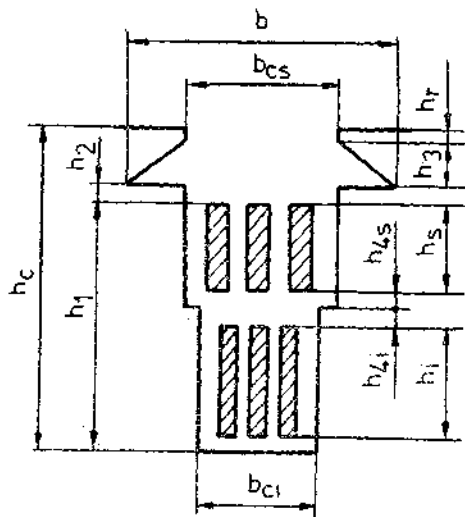


Fig. 7.30. Crestătură cu pereții paraleli, în trepte.

λ_m — corespunzătoare inducției mutuale dintre laturile secțiilor aflate în straturi diferite ale aceleiași crestături.

Permeanța specifică corespunzătoare inducției mutuale dintre laturile secțiilor aflate în același strat al unei crestături este egală cu λ_s sau λ_i , după cum aceste laturi sînt în stratul superior, respectiv în stratul inferior.

Calculul permeanțelor geometrice specifice pentru înfășurările în dublu strat, se face în funcție de tipul crestăturii și al înfășurării, folosind relațiile:

— pentru crestătura din figura 7.30:

$$\left. \begin{aligned} \lambda_s &= \frac{h_s}{3b_{cs}} + \frac{h_2 + h_1}{b_{cs}} + \frac{3h_3}{b + 2b_{cs}} + \lambda_z + \lambda_{ij} + \lambda_f; \\ \lambda_i &= \frac{h_i}{3b_{ci}} + \frac{h_{4i}}{b_{ci}} + \frac{h_{4s} + h_s + h_2 + h_r}{b_{cs}} + \frac{3h_3}{b + 2b_{cs}} + \lambda_z + \lambda_{ij} + \lambda_f; \\ \lambda_m &= \frac{h_s}{2b_{cs}} + \frac{h_2 + h_r}{b_{cs}} + \frac{3h_3}{b + 2b_{cs}} + \lambda_z + \lambda_{ij}; \end{aligned} \right\} (7.95)$$

— pentru crestătura din figura 7.23, a se folosesc relațiile (7.95), în care se fac înlocuirile: $h_i = h_s = (h_1 - h_4)/2$, $h_{4s} = h_{4i} = h_4/2$ și $b_{ci} = b_{cs} = b_c$;

— pentru crestăturile din figurile 7.23, b și c:

$$\left. \begin{aligned} \lambda_s &= \frac{h_1 - h_4}{6b_c} + \frac{h_2}{b_c} + \frac{3h_3}{b_c + 2a_r} + \frac{h_r}{a_r} + \lambda_z + \lambda_{ij} + \lambda_f; \\ \lambda_i &= \frac{h_1 - h_4}{6b_c} + \frac{h_1 + h_4 + 2h_2}{2b_c} + \frac{3h_3}{b_c + 2a_r} + \frac{h_r}{a_r} + \lambda_z + \lambda_{ij} + \lambda_f; \\ \lambda_m &= \frac{h_1 - h_4}{4b_c} + \frac{h_2}{b_c} + \frac{3h_3}{b_c + 2a_r} + \frac{h_r}{a_r} + \lambda_z + \lambda_{ij}; \end{aligned} \right\} (7.95, a)$$

— pentru crestătura din figura 7.24, a:

$$\left. \begin{aligned} \lambda_s &= \frac{h_1}{2(b' + b)} + \frac{h_2}{b} + \frac{h_r}{a_r} + \left(0,785 - \frac{a_r}{2b}\right) + \lambda_z + \lambda_{ij} + \lambda_f; \\ \lambda_i &= \frac{h_1}{3(b' + b)} + \frac{2h_1}{3b + b'} + \frac{h_2}{b} + \frac{h_r}{a_r} + \left(0,785 - \frac{a_r}{2b}\right) + \lambda_z + \lambda_{ij} + \lambda_f; \\ \lambda_m &= \frac{h_1}{2(b' + b)} + \frac{h_2}{b} + \frac{h_r}{a_r} + \left(0,785 - \frac{a_r}{2b}\right) + \lambda_z + \lambda_{ij}; \end{aligned} \right\} (7.95, b)$$

— pentru crestătura din figura 7.24, b:

$$\left. \begin{aligned} \lambda_s &= \frac{h_1}{3(b_1 + b)} + \frac{h_2}{b} + \frac{h_r}{a_r} + \frac{3h_3}{b + 2a_r} + \lambda_z + \lambda_{ij} + \lambda_f; \\ \lambda_i &= \frac{h_1}{3(b_1 + b)} + \frac{2h_1}{3b + b_1} + \frac{h_2}{b} + \frac{h_r}{a_r} + \frac{3h_3}{b + 2a_r} + \lambda_z + \lambda_{ij} + \lambda_f; \\ \lambda_m &= \frac{h_1}{2(b_1 + b)} + \frac{h_2}{b} + \frac{h_r}{a_r} + \frac{3h_3}{b + 2a_r} + \lambda_z + \lambda_{ij}. \end{aligned} \right\} (7.95, c)$$

Permeanțele λ_z , λ_{ij} și λ_f se calculează cu relațiile (7.75), (7.78) și respectiv (7.79).

La deducerea relațiilor de mai sus s-a neglijat efectul curenților turbionari din conductoarele înfășurării indusului.

B. Curbele t.e.m de autoinducție

Pentru analiza procesului de comutație, o importanță deosebită o au curbele t.e.m. de autoinducție în funcție de timp $e_{rj}(t)$, reprezentate pentru toate secțiile dintr-o crestătură ($j = 1, 2, \dots, u$) și curba t.e.m. de autoinducție pe crestătură $e_{ra}(t)$. Aceste curbe permit definitivarea valorilor optime pentru mărimile y_1 , u , b_{pe} , δ_i , b_{pk} și forma tălpii polare a poliilor auxiliari.

În cele ce urmează se presupune variația liniară a curentului de comutație; această ipoteză simplifică calculul t.e.m. reactive, fără a afecta în mod esențial concluziile.

Corespunzător permeanțelor λ_s , λ_i și λ_m se definesc:

a) t.e.m. de autoinducție în latura din stratul superior al unei secții și t.e.m. de inducție mutuală între două laturi de secție, din stratul superior al aceleiași crestături:

$$e_s = \mu_0 w_s^2 l_s \lambda_s \frac{2i_a}{T_s} \quad [\text{V}]; \quad (7.96)$$

b) t.e.m. de autoinducție, în latura din stratul inferior al unei secții și t.e.m. de inducție mutuală între două laturi de secție din stratul inferior al aceleiași crestături,

$$e_i = \mu_0 w_s^2 l_i \lambda_i \frac{2i_a}{T_s} \quad [\text{V}]; \quad (7.96, a)$$

c) t.e.m. de inducție mutuală între laturi de secție aflate în straturi diferite ale aceleiași crestături,

$$e_m = \mu_0 w_s^2 l_m \lambda_m \frac{2i_a}{T_s} \quad [\text{V}], \quad (7.96, b)$$

în care:

μ_0 , w_s , l_i au semnificația și dimensiunile din relațiile (7.69);

i_a — curentul pe o cale de curent, dat de relația (7.18);

T_s — perioada de comutație a unei secții (timpul cît o secție se află în comutație), care se calculează cu relațiile:

— pentru înfășurările buclate:

$$T_s = (\beta_{pe} - m + 1) T_k \quad [\text{s}] \quad (7.97)$$

— pentru înfășurările ondulate :

$$T_s = \left(\beta_{pe} + 1 - \frac{m}{p} \right) T_k \quad [s]. \quad (7.97, a)$$

Perioada de comutație a unei creștături T_c (timpul cît se află în comutație secțiunile ale căror laturi din stratul superior se află în aceeași creștătură) se calculează cu relațiile :

— pentru înfășurările buclate :

$$T_c = [\beta_{pe} + m(u - 2) + 1] T_k \quad [s]; \quad (7.97, b)$$

— pentru înfășurările ondulate :

$$T_c = \left(\beta_{pe} + u - \frac{m}{p} \right) T_k \quad [s]. \quad (7.97, c)$$

Mărimile din relațiile (7.97 ÷ 7.97, c) au semnificațiile :

$$T_k = \frac{t_k}{v_k} \quad [s], \quad (7.97, d)$$

este timpul de parcurgere a unei lamele de colector de către o muchie a periei, în s ;

t_k — pasul la colector, în m ;

v_k — viteza periferică a colectorului, în m/s ;

$\beta_{pe} = \frac{b_{pe}}{t_k}$ (v. și relațiile 7.64) ; (7.97, e)

b_{pe} — lățimea periei, în m ;

m — ordinul de multiplicitate al înfășurării ;

u — numărul de creștături elementare într-o creștătură reală (numărul de laturi de secție pe creștătură și strat) ;

p — numărul de perechi de poli.

T.e.m. rezultantă de autoinducție într-o secție e_{rj} , cu $j = 1, 2, \dots, u$, la un moment dat, rezultă ca sumă a t.e.m. definite mai sus, în funcție de cuplajul magnetic existent între secții în acel moment, ca în tabelul 7.8.

Așadar, t.e.m. e_r rezultantă autoindusă într-o secție nu este constantă, deoarece comutația secției considerate și a celor cuplate magnetic cu aceasta are loc la intervale de timp diferite.

Pornind de la această observație, pentru trasarea curbelor t.e.m. e_{rj} induse în secțiile unei creștături și a t.e.m. e_{rc} pe creștătură, în funcție de timp, este necesar să se parcurgă următoarele etape (v. și punctul D din acest paragraf) :

a) reprezentarea schemei desfășurate parțiale a înfășurării analizate, care să conțină cele u secții avînd laturile în stratul superior din aceeași creștătură și toate secțiile cuplate magnetic cu acestea, care comută la aceeași perie sau la periele adiacente (v. fig. 7.32) ;

b) întocmirea tabelului din care să rezulte modul de cuplaj magnetic al celor u secții cu celelalte secții din schema desfășurată (v. tabelul 7.7) ;

c) reprezentarea schematică a timpilor de comutație a secțiilor din schema desfășurată parțial (v. fig. 7.33) ;

d) întocmirea tabelului valorilor t.e.m. e_{rj} autoinduse în secțiile unei creștături și a t.e.m. e_{rc} (v. tabelul 7.8). Pentru fiecare interval de timp în care t.e.m. e_{rj} rămîn constante, se ține cont de secțiile aflate în comutație și de pozițiile laturilor lor în creștătură.

Valoarea momentană a t.e.m. e_{rc} este egală cu valoarea momentană a t.e.m. autoinduse a acelei secții (dintre cele u analizate) care are abaterea cea mai mare față de „valoarea medie” a t.e.m. $e_{rc}(t)$, valoare medie, dată de relația :

$$e_{rcmed} = \frac{e_{rmax} + e_{rmin}}{2} \quad [V], \quad (7.98)$$

în care e_{rmax} și e_{rmin} reprezintă cea mai mare, respectiv cea mai mică valoare a t.e.m. e_{rj} autoinduse în oricare din cele u secții în intervalul de timp T_c . Altfel spus, drept t.e.m. rezultantă în creștătura e_{rc} la un moment dat, se ia t.e.m. a secției e_{rj} cu valoarea cea mai mare, așa cum rezultă și din tabelul 7.8.

Abaterea maximă dintre valorile momentane ale t.e.m. autoinduse în cele u secții și valoarea t.e.m. e_{rcmed} se calculează cu relația :

$$\Delta e_{rmax} = \frac{e_{rmax} - e_{rmin}}{2} \quad [V]; \quad (7.98, a)$$

e) trasarea curbelor t.e.m. $e_{rc}(t/T_k)$ și $e_{rcmed}(t/T_k)$.

OBSERVAȚII.

1) În cazul înfășurărilor în trepte ($y_{12} \neq$ număr întreg), curba $e_{rc}(t/T_k)$ nu este simetrică față de axa momentului $t = T_c/2$ (corespunzător axei creștăturii) și dependența $e_{rcmed}(t/T_k)$ este o dreaptă paralelă cu abscisa (dreptele 1' și 2' din fig. 7.34).

2) Pentru înfășurările cu bobine egale ($y_{12} =$ număr întreg), curba $e_{rc}(t/T_k)$ este simetrică față de axa corespunzătoare momentului $t = T_c/2$ (curba 3 din fig. 7.34, b) și $e_{rcmed}(t/T_k)$ poate fi adoptată sub forma unei drepte (conform rel. 7.98 — v. dreapta 3' din fig. 7.34, b), sau sub forma unei curbe $\tilde{e}_{rcmed}(t/T_k)$ (curba 3'' din fig. 7.34, b), care asigură cea mai mică valoare pentru abaterea

$$\Delta e_{rmax} = \max\{|\tilde{e}_{rcmed}(t/T_k) - e_{rc}(t/T_k)|\}. \quad (7.98, b)$$

Curba $\tilde{e}_{rcmed}(t/T_k)$ se construiește grafic, pornind de la curba $e_{rc}(t/T_k)$.

Dintre soluțiile analizate (corespunzătoare mai multor valori ale mărimilor y_{12} , u , b_{pe}), se alege aceea care asigură :

— o „valoare medie” a t.e.m. autoinduse pe creștătură, redusă ;

— cea mai mică valoare pentru Δe_{rmax} (v. punctul D din acest paragraf).

C. Forma piesei polare și mărimea întrefierului polilor auxiliari

Pentru asigurarea unei comutații favorabile, curba de repartiție spațială a inducției magnetice în întrefierul polilor auxiliari $B_{\theta k}(x)$ trebuie să aibă, la scara inducției magnetice, aceeași formă ca și curba $e_{rc}(t/T_k)$.

Trecerea la variabila spațială x se face cu relația :

$$x = \left(\frac{D}{D_k} t_k \right) \frac{t}{T_k},$$

în care x are aceeași unitate de măsură ca și pasul la colector t_k , dat de relația (7.62).

Dacă se scoate ξA din relația (7.69), în care se consideră $e_{rmed}(x)$ în locul lui e_{rmed} și se introduce în relația (7.86, a), se poate obține expresia repartiției spațiale a inducției magnetice în întrefierul polilor auxiliari:

$$B_{\delta k}(x) = \frac{e_{rmed}(x)}{2w_a v_a l_i} + \frac{(\Delta U_{pe1} - \Delta U_{pe2})m}{2w_a v_a l_{k1} \beta_{pe}} \quad [T], \quad (7.99)$$

iar din relațiile (7.91) și (7.91, a), rezultă întrefierul echivalent al polilor auxiliari:

$$\delta'_k(x) = k_{ck} \delta_k(x) = \frac{\mu_0}{2} \frac{F_k - (F_{ak} + U_m \delta_{k1} + \Sigma U_{mpek})}{B_{\delta k}(x)} \quad [m], \quad (7.99, a)$$

sau ținînd cont de relația (7.91, b):

$$\delta'_k(x) = \frac{\mu_0}{2B_{\delta k}(x)} \left[\frac{F_k - F_{ak}}{(1,05 \div 1,08)} - U_m \delta_{k1} \right] \quad [m]. \quad (7.99, b)$$

mărimile avînd aceleași semnificații și unități de măsură ca cele din relațiile (7.69), (7.86, a) și (7.91, a și b).

OBSERVAȚII

1) În cazul înfășurărilor în trepte, $e_{rmed}(x)$ se adoptă constantă conform relației (7.98), ceea ce înseamnă că și întrefierul δ'_k (calculat cu rel. 7.99, a sau 7.99, b) este constant. În acest caz se impune ca:

$$b_{pk} \geq \frac{D}{D_k} \frac{T_c}{T_k} t_k.$$

2) Pentru înfășurările cu bobine egale, se poate obține o valoare minimă a abaterii Δe_{rmax} dată de relația (7.98, b), dacă se adoptă o astfel de formă a piesei polare a polului auxiliar încît întrefierul sub această piesă să fie variabil.

Pentru aceasta, după trasarea curbei $\tilde{e}_{rmed}(l/T_k)$ (v. curba 3'' din fig. 7.34), astfel încît să se obțină valoarea minimă pentru Δe_{rmax} , se dau diferite valori variabilei l/T_k (respectiv x) în intervalul $0 \div T_c/T_k$ (respectiv $0 \div t_k \frac{D}{D_k} (\beta_{pe} + u - m)$) și se calculează $B_{\delta k}(x)$ și $\delta'_k(x)$ pe baza valorilor corespunzătoare ale t.e.m. $\tilde{e}_{rmed}$, luate de pe curbă.

Valoarea reală a întrefierului $\delta_k(x)$ se obține după două trei iterații: inițial se adoptă $\delta_k(x) = \delta'_k(x)$, pentru care se calculează $k_{ck}(x)$ în funcție de care rezultă o nouă valoare pentru $\delta_k(x)$ ș.a.m.d.

3) După definitivarea formei piesei polare a polului auxiliar și a valorilor întrefierului de-a lungul deschiderii piesei polare a polului auxiliar, se poate face verificarea curbei de repartiție în spațiu a componentei normale a inducției magnetice, $B_{\delta k}(x)$ cu ajutorul spectrului cimpului magnetic al polilor auxiliari [25 vol. I].

D. Exemplu de aplicare a metodicii

Se consideră un motor de curent continuu avînd următoarele date nominale: $P_N = 550 \text{ kW}$; $U_N = 750 \text{ V}$; $I_N = 804 \text{ A}$; $I_{eN} = 29,3 \text{ A}$; $n = 500/1150$ rot/min; excitație separată și următoarele date constructive: înfășurare buclată simplă ($m = 1$); $2p = 4$; $K = S = 198$ lamele; $u = 3$; $Z = 66$ crespături; $y_{12} = 15 \frac{1}{3}$ crespături; (adică: 1-16; 1-16; 1-17); $b_{pe} = 25 \text{ mm}$;

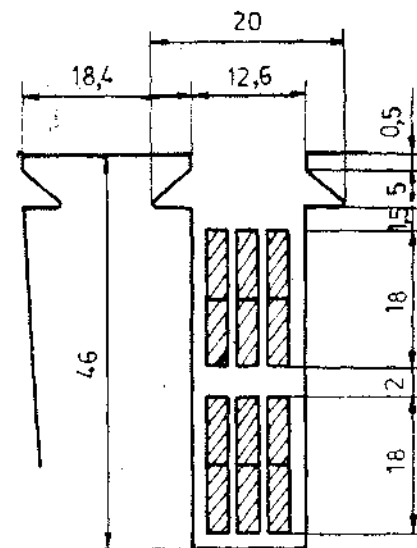


Fig. 7.31. Secțiune prin creștătura bobinată a mașinii.

$\beta_{pe} = 3$; $w_k = 1$; $l_i = l_g = 695 \text{ mm}$; $v_a = 17/39,25 \text{ m/s}$; $l_f = 717 \text{ mm}$; $\delta_k = 6 \text{ mm}$; $D = 650 \text{ mm}$; $D_k = 530 \text{ mm}$; $b_{pi} = 60 \text{ mm}$; $w_k = 6$ spire/pol; $\delta_{k1} = 2 \text{ mm}$; $N_c = 16$ bare/pol.

Înfășurările polilor auxiliari și cea de compensație au o singură cale de curent în paralel, iar dimensiunile geometrice ale creștăturii rotorice și ale conductoarelor sînt date în figura 7.31.

Schema desfășurată parțială a înfășurării (care conține secțiile 1, 2 și 3 și secțiile cuplate magnetic cu acestea) este prezentată în figura 7.32. Periile sînt reprezentate pe schemă pentru momentul inițial ($t = 0$) cînd începe comutația secției 1 (linie plină) și pentru momentul încheierii comutației secției 3 (linie punctată).

Pe baza acestei scheme se întocmește tabelul 7.7, din care rezultă modul de cuplaj magnetic al secțiilor 1, 2 și 3, atît între ele, cît și cu celelalte secții.

Tabelul 7.7

Secțiile cuplate magnetic cu cele din creștătura (1) și modul de cuplaj

Secțiile din creștătură (1)	Modul de cuplaj magnetic al secțiilor (permeante)			
	$\lambda_s + \lambda_i$	λ_s	λ_i	λ_m
1	1,2	3	198	46, 47, 48, 153, 154, 155
2	1,2	3	198	46, 47, 48, 153, 154, 155
3	3	1,2	4,5	49, 50, 51, 153, 154, 155

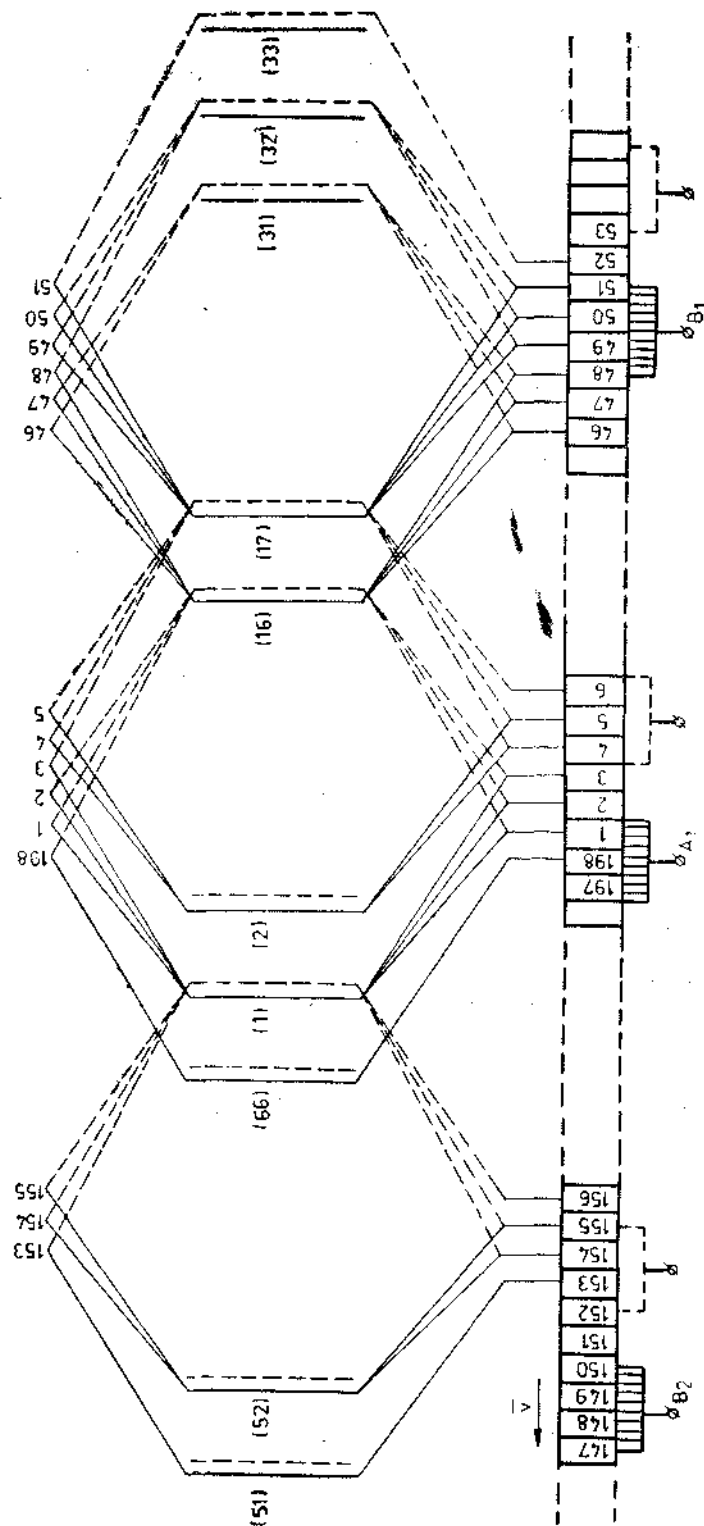


Fig. 7.32. Schema desfășurată parțială a înfășurării.

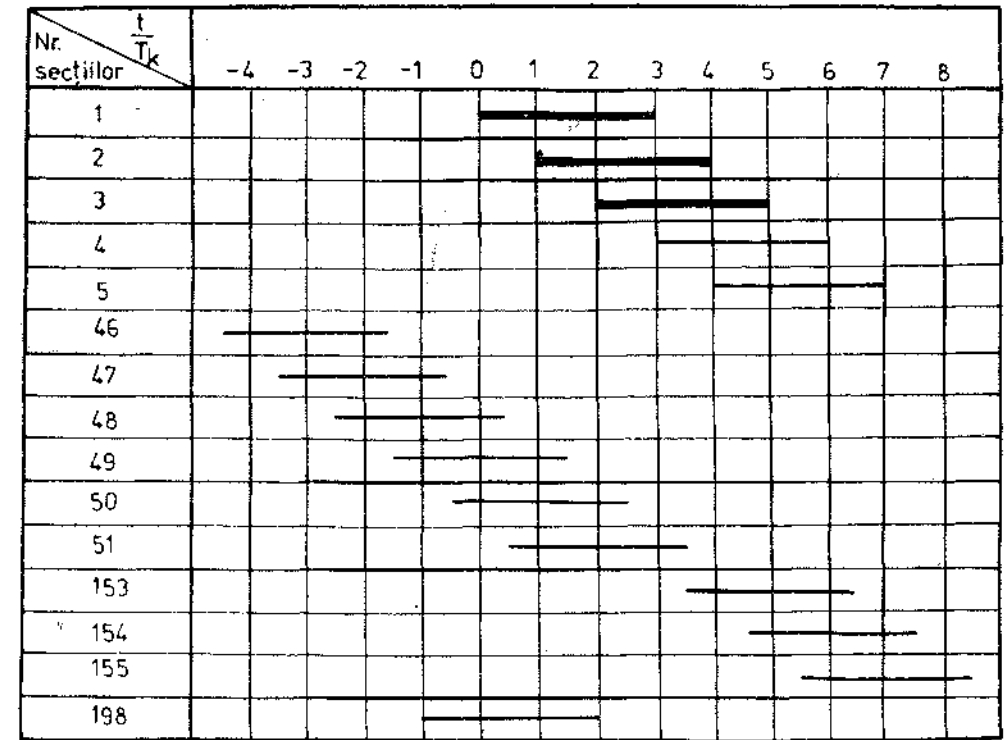


Fig. 7.33. Reprezentarea schematică a timpilor de comutație a secțiilor.

În funcție de poziția periilor (deci și de timp) se obține reprezentarea schematică a timpilor de comutație pentru secțiile analizate ca în figura 7.33; cu linii groase sînt reprezentați timpii secțiilor studiate (1, 2 și 3) din aceeași creștătură, iar cu linii subțiri timpii celorlalte secții cuplate magnetic cu acestea. Originea de timp ($t/T_k = 0$) coincide cu intrarea, în comutație a secției 1. Din figura 7.32 se observă că, de exemplu, secția 46 intră în comutație înaintea secției 1, la $t/T_k = -4.5$.

Permeanțele geometrice specifice, conform relațiilor (7.95) pentru $h_s = h_i = h_{cond} = 18$ mm; $b_{cs} = b_{ci} = b_r = 12.6$ mm, iar celelalte dimensiuni conform figurii 7.31, au valorile:

$$\begin{aligned} \lambda_s &= \frac{h_{cond}}{3b_c} + \frac{h_2 + h_r}{b_c} + \frac{3h_3}{b + 2b_c} + \lambda_z + \lambda_{b_j} + \lambda_f = \frac{18}{3 \cdot 12.6} + \\ &+ \frac{1.5 + 0.5}{12.6} + \frac{3 \cdot 5}{20 + 2 \cdot 12.6} + 1.32 + 0 + 0.516 = 2.8; \\ \lambda_i &= \frac{h_{cond}}{3b_c} + \frac{h_1 + h_{cond} + h_2 + h_r}{b_c} + \frac{3h_3}{b + 2b_c} + \lambda_z + \lambda_{b_j} + \lambda_f = \\ &= \frac{18}{3 \cdot 12.6} + \frac{2 + 18 + 1.5 + 0.5}{12.6} + \frac{3 \cdot 5}{20 + 2 \cdot 12.6} + 1.32 + 0 + 0.516 = 4.31; \\ \lambda_m &= \frac{h_{cond}}{2b_c} + \frac{h_2 + h_r}{b_c} + \frac{3h_3}{b + 2b_c} + \lambda_z + \lambda_{b_j} = \frac{18}{2 \cdot 12.6} + \\ &+ \frac{1.5 + 0.5}{12.6} + \frac{3 \cdot 5}{20 + 2 \cdot 12.6} + 1.32 + 0 = 2.52, \end{aligned}$$

unde, conform relației (7.75, a)

$$\lambda_s = \frac{2b_{d1}}{4k_{Ck}\delta_k} = \frac{2 \cdot 18,4}{4 \cdot 1,16 \cdot 6} = 1,32;$$

$\lambda_{bf} = 0$, deoarece mașina nu este prevăzută cu bandaj din material magnetic, pe partea activă (nici frontală);

$$\lambda_f = 0,5 \frac{l_f}{l_i} = 0,5 \frac{717}{695} = 0,516;$$

conform relației (7.77, b)

$$k_{Ck} = \frac{l_1 + 10\delta_k}{b_{d1} + 10\delta_k} = \frac{31 + 10 \cdot 6}{18,4 + 10 \cdot 6} = 1,16.$$

După relația (7.34, a) rezultă o valoare mai precisă $k_{Ck} = 1,136$. De aceea în continuare pentru k_{Ck} se va utiliza relația (7.34, a), justificată și de faptul că valorile lui δ_k nu sînt prea mari, față de ale lui δ ;

$$b_{d1} = l_1 - b_c = 31 - 12,6 = 18,4 \text{ mm, cu } l_1 = \frac{\pi D}{Z} = \frac{\pi \cdot 650}{66} = 31 \text{ mm.}$$

Ținînd cont de relațiile (7.96), rezultă valorile t.e.m. autoinduse și induse prin cuplajul magnetic mutual:

$$e_s = \mu_0 w_s^2 l_i \frac{2i_a}{T_s} \lambda_s = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1^2 \cdot 0,695 \frac{2 \cdot 201}{7,875 \cdot 10^{-4}} \cdot 2,8 = 1,248 \text{ V} \approx 1,25 \text{ V};$$

$$e_i = \mu_0 w_s^2 l_i \frac{2i_a}{T_s} \lambda_i = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1^2 \cdot 0,695 \frac{2 \cdot 201}{7,875 \cdot 10^{-4}} \cdot 4,31 = 1,92 \text{ V};$$

$$e_m = \mu_0 w_s^2 l_i \frac{2i_a}{T_s} \lambda_m = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1^2 \cdot 0,695 \frac{2 \cdot 201}{7,875 \cdot 10^{-4}} \cdot 2,52 = 1,124 \text{ V,}$$

unde, conform relațiilor (7.18) și (7.97):

$$i_a = \frac{I_a}{2a} = \frac{I_s}{2p} = \frac{804}{4} = 201 \text{ A};$$

$$T_s = \frac{b_{pr}}{v_k} = \frac{0,025}{32} = 7,875 \cdot 10^{-4} \text{ s};$$

$$v_k = v_a \frac{D_k}{D} = 39,25 \frac{530}{650} = 32 \text{ m/s.}$$

T.e.m. s-au calculat pentru cazul cel mai dezavantajos, cînd motorul funcționează la turația maximă ($n = 1150 \text{ rot/min}$). Valorile t.e.m. rezultante induse în secțiile analizate (1, 2 și 3) sînt prezentate în tabelul 7.8.

T.e.m. rezultante ale fiecărei secții e_{rj} , din tabelul 7.8, s-au calculat ca sumă a t.e.m. parțiale e_s , e_i și e_m a secțiilor proprii și a celorlalte secții cuplate magnetic cu acestea în acel moment, conform celor specificate în tabelul 7.7.

De exemplu, în intervalul $t/T_k = 0 \div 0,5$, din figura 7.33 rezultă că se află în comutație secțiile: 1, 48, 49, 50 și 198.

Din tabelul 7.7, însă, rezultă că secția 1 va avea următoarele t.e.m. componente:

$$\begin{aligned} e_s + e_i & \text{ — ale propriei secții;} \\ e_i & \text{ — a secției 198;} \\ e_m & \text{ — a secției 48,} \end{aligned}$$

Valorile t.e.m. e_{rj} autoinduse în secțiile din creștătura (1) a înfășurării din figura 7.32 și ale t.e.m. e_{rc}

Intervalul de timp t/T_k	e_{r1} [V]	e_{r2} [V]	e_{r3} [V]	e_{rc} [V]
0—0,5	$e_s + 2e_i + e_m = 5,41$	0	0	5,41
0,5—1	$e_s + 2e_i = 5,09$	0	0	5,09
1—1,5	$2e_s + 3e_i = 8,26$	$2e_s + 3e_i = 8,26$	0	8,26
1,5—2	$2e_s + 3e_i = 8,26$	$2e_s + 3e_i = 8,26$	0	8,26
2—2,5	$3e_s + 2e_i = 7,59$	$3e_s + 2e_i = 7,59$	$3e_s + e_i + 2e_m = 7,91$	7,91
2,5—3	$3e_s + 2e_i = 7,59$	$3e_s + 2e_i = 7,59$	$3e_s + e_i + e_m = 6,79$	7,59
3—3,5	0	$2e_s + e_i = 4,42$	$2e_s + 2e_i + e_m = 7,46$	4,42
3,5—4	0	$2e_s + e_i + e_m = 5,54$	$2e_s + 2e_i + e_m = 7,46$	5,54
4—4,5	0	0	$e_s + 3e_i + e_m = 8,13$	8,13
4,5—5	0	0	$e_s + 3e_i + 2e_m = 9,25$	9,25

ceea ce înseamnă că, în acest interval de timp:

$$e_{r1} = e_s + 2e_i + e_m = 5,41 \text{ V,}$$

așa cum se indică în tabelul 7.8, celelalte secții care se află în momentul acesta în comutație nefiind cuplate magnetic cu secția 1.

Un alt exemplu, pentru intervalul $t/T_k = 2 \div 2,5$. Din figura 7.33 rezultă că se află în comutație secțiile: 1, 2, 3, 50, 51. Din tabelul 7.7, rezultă următoarele t.e.m. componente ale celor trei secții din aceeași creștătură:

— pentru secția 1:

$$e_s + e_i \text{ — ale propriei secții};$$

$$e_s + e_i \text{ — ale secției 2};$$

$$e_s \text{ — a secției 3,}$$

adică:

$$e_{r1} = 3e_s + 2e_i = 7,59 \text{ V};$$

— pentru secția 2:

$$e_s + e_i \text{ — ale propriei secții};$$

$$e_s + e_i \text{ — ale secției 1};$$

$$e_s \text{ — a secției 3};$$

$$\text{adică: } e_{r2} = 3e_s + 2e_i = 7,59 \text{ V};$$

— pentru secția 3:

$$e_s + e_i \text{ — ale propriei secții};$$

$$e_s \text{ — a secției 1};$$

$$e_s \text{ — a secției 2};$$

$$e_m \text{ — a secției 50};$$

$$e_m \text{ — a secției 51,}$$

$$\text{adică: } e_{r3} = 3e_s + e_i + 2e_m = 7,91 \text{ V.}$$

Aceste valori se regăsesc și în tabelul 7.8 pentru intervalul de comutație considerat.

Pe baza datelor din tabelul 7.8 se obțin :

$$e_{rmax} = 9,25 \text{ V};$$

$$e_{rmin} = 4,42 \text{ V}.$$

valori încadrate în chenare cu linii groase, în funcție de care rezultă :

— conform relației (7.98) :

$$\Delta e_{rmed} = \frac{e_{rmax} + e_{rmin}}{2} = \frac{9,25 + 4,42}{2} = 6,83 \text{ V};$$

— conform relației (7.98, a) :

$$\Delta e_{rmax} = \frac{e_{rmax} - e_{rmin}}{2} = \frac{9,25 - 4,42}{2} = 2,415 \text{ V}.$$

În figura 7.34, a s-au reprezentat curbele $e_{rc}(t/T_k)$ și $e_{rcmed}(t/T_k)$ (curbele 1, respectiv 1'), care dau indicații asupra mărimii întrefierului δ_k sub talpa polară a polilor auxiliari. În baza relațiilor admise, la altă scară, $\delta_k(x)$ trebuie să aibă aceeași formă ca $e_{rc}(t/T_k)$, ceea ce practic este imposibil de realizat. De aceea, în acest caz se impune să se adopte întrefierul sub talpa polului auxiliar (δ_1) constant, iar valoarea sa se stabilește astfel încât t.e.m. indusă de cîmpul polilor auxiliari în secțiile aflate în comutație să fie egală cu e_{rcmed} . În acest fel se asigură valoarea cea mai mică pentru abaterea Δe_{rmax} între t.e.m. autoindusă și t.e.m. indusă de cîmpul polilor auxiliari.

Pe baza relațiilor (7.99) și (7.99, b) se obțin valorile :

$$B_{\delta k} = \frac{e_{rcmed}}{2w_a p_a l_t} + \frac{(\Delta U_{pe1} - \Delta U_{pe2})m}{2w_a p_a l_t \beta_{pe}} = \frac{6,83}{2 \cdot 1 \cdot 39,25 \cdot 0,695} + \frac{1,5 \cdot 1}{2 \cdot 1 \cdot 39,25 \cdot 0,695 \cdot 3} = 0,134 \text{ T};$$

$$\delta'_k = \frac{\mu_0}{2B_{\delta k}} \left[\frac{F_k - F_{ak}}{1,06} - U_{m\delta k1} \right] = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}{2 \cdot 0,134} \left[\frac{9\,648 - 7\,026}{1,06} - 1\,066 \right] = 0,0066 \text{ m} = 6,6 \text{ mm},$$

în care :

$$\Delta U_{pe1} - \Delta U_{pe2} = 1,5 \text{ V (v. rel. 7.86, a)};$$

$m = 1$, pentru înfășurarea buclată simplă;

$$F_k = \frac{2I_a w_k}{C_k} = \frac{2 \cdot 804 \cdot 6}{1} = 9\,648 \text{ A (conform rel. 7.93)};$$

$$F_{ak} = A\tau - \frac{N_c I_a}{C_c} = 389,6 \cdot 51,05 - \frac{16 \cdot 804}{1} = 7\,026 \text{ A (conform rel. 7.88, c)};$$

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi \cdot 65}{2 \cdot 2} = 51,05 \text{ cm};$$

$$A = \frac{N_i a}{\pi D} = \frac{2w_a K i_a}{\pi D} = \frac{2 \cdot 1 \cdot 198 \cdot 201}{\pi \cdot 65} = 398,6 \text{ A/cm};$$

$$U_{m\delta k1} = 2 \frac{B_{\delta k1}}{\mu_0} \delta_{k1} = 2 \cdot \frac{0,335}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 1\,066 \text{ A (conform rel. 7.91, a)},$$

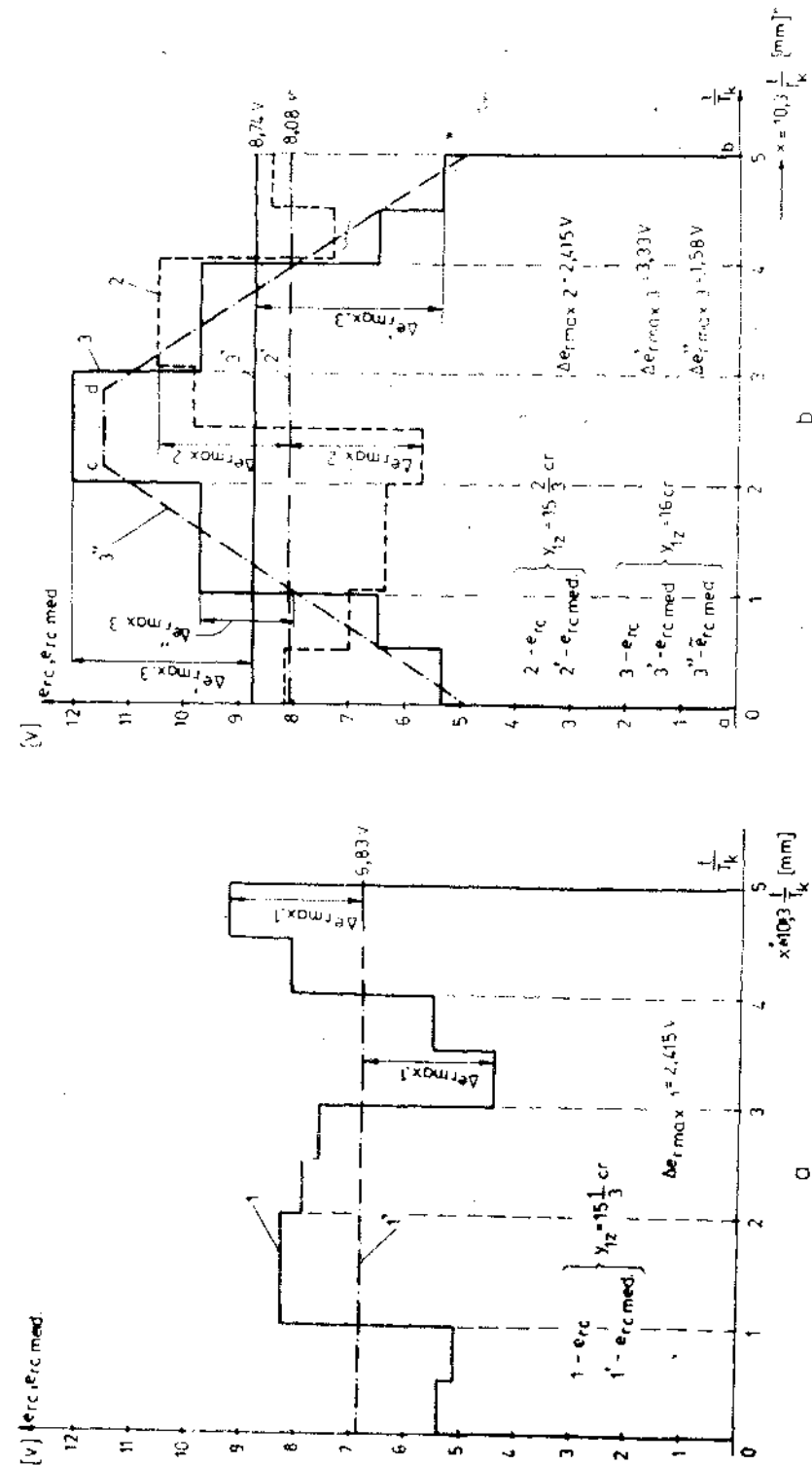


Fig. 7.34. Curbele t.e.m. e_{rc} și e_{rcmed} .

unde :

$$B_{\delta 11} = B_{mk} = \frac{\sigma_k \Phi_k}{b_{mk} l_k} = \frac{\sigma_k B_{\delta k} l_k b_{pk}}{b_{mk} l_k} \approx \sigma_k B_{\delta k} = 2,5 \cdot 0,134 = 0,335 \text{ T},$$

cu $\sigma_k = 2,5$ (v. paragraful 7.9.2) și $b_{pk} \approx b_{ml}$.

După două iterații (adoptînd inițial $\delta_k = \delta'_k$ în relația (7.34. a) se obțin $k_{ck} = 1,126$ și respectiv :

$$\delta_k = \frac{\delta'_k}{k_{ck}} = \frac{6,6}{1,126} = 5,86 \text{ mm}$$

(cu rel. 7.77. b) se obține $k_{ck} = 1,14$, valoare apropiată de 1,126).

Această valoare a lui δ_k , obținută prin calcul, este apropiată de valoarea reală (6 mm), care a fost stabilită experimental la standul de probe pentru gradul de scinteciere cel mai slab, ceea ce argumentează corectitudinea metodicii prezentate.

Pentru comparație, în figura 7.34. b s-au trasat curbele $e_{rc}(t/T_k)$ și $e_{rcmed}(t/T_k)$ în cazul aceleiași mașini, dar pentru variantele înfășurării indușului cu pași $y_{12} = 15 \frac{2}{3}$ crestături, adică 1-16, 1-17, 1-17 (curbele 2, respectiv 2') și $y_{12} = 16$ crestături, adică 1-17 pentru toate secțiile (curbele 3 respectiv 3').

Se constată că, la varianta cu $y_{12} = 15 \frac{2}{3}$, se obține aceeași valoare pentru abaterea maximă ($\Delta e_{rmax2} = 2,415 \text{ V}$) ca și la $y_{12} = 15 \frac{1}{3}$, dar e_{rcmed} este mai mare (8,08 V), ceea ce implică scăderea întrefierului δ_k sau creșterea numărului de spire w_k de pe poli auxiliari.

În cazul înfășurării cu bobine egale ($y_{12} = 16$ crestături) și întrefier δ_k constant între piesa polară a polului auxiliar și rotor, s-au obținut valorile cele mai mari pentru e_{rcmed} (8,74 V) și $\Delta e'_{rmax3}$ (3,33 V). Deoarece, în acest caz, curba $e_{rc}(t/T_k)$ (curba 3 în fig. 7.34. b) este simetrică față de axa crestăturii, se poate adopta întrefierul $\delta_k(x)$ variabil, după o lege simplă, astfel încît să se obțină curba $\tilde{e}_{rcmed}(t/T_k)$ (curba 3'' în fig. 7.34. b), care asigură cea mai mică valoare pentru abaterea maximă, $\Delta e'_{rmax3} = 1,58 \text{ V}$ și deci o comutație bună.

Forma piesei polare a polului auxiliar pentru întrefierul $\delta_k(x)$ variabil este dată în figura 7.35 (curba cu linia continuă), în care valorile întrefierului $\delta_k(x)$ s-au calculat folosind relațiile (7.91. a), (7.99. a), (7.99. b) și (7.34. a). Astfel :

$$\text{— pentru } \frac{t}{T_k} = 0 :$$

$$B_{\delta k}(0) = B_{\delta kmin} = \frac{e_{rcmed}(0)}{2w_k v_a l_k} + \frac{(\Delta U_{pe1} - \Delta U_{pe2})m}{2w_k v_a l_k \beta_{pe}} =$$

$$= \frac{4,9}{2 \cdot 1 \cdot 39,25 \cdot 0,695} + \frac{1,5 \cdot 1}{2 \cdot 1 \cdot 39,25 \cdot 0,695 \cdot 3} = 0,099 \text{ T},$$

cu $e_{rcmed}(0) = 4,9 \text{ V}$ determinat de pe curba 3'' din figura 7.34. b, corespunzător lui $t/T_k = 0$ respectiv :

$$x(0) = x_1 = \left(\frac{D}{D_k} t_k \right) \frac{t}{T_k} = \left(\frac{650}{530} \cdot 8,4 \right) \cdot 0 = 0 ;$$

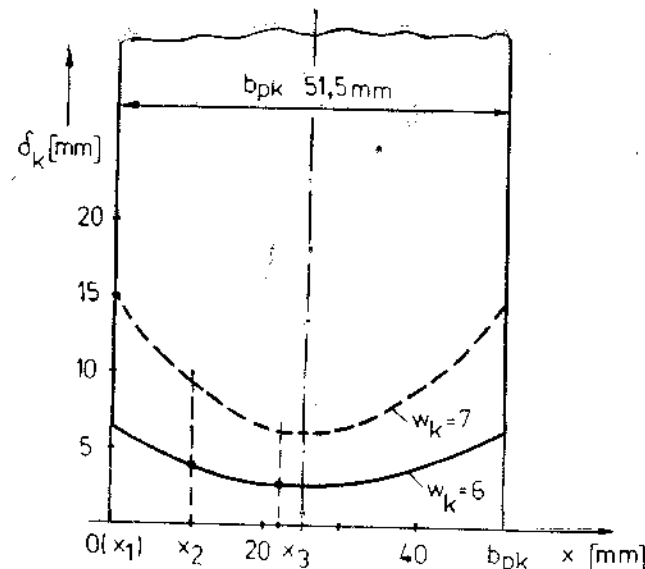


Fig. 7.35. Forma piesei polare a polului auxiliar, pentru înfășurarea cu secții egale.

$$\text{— pentru } \frac{t}{T_k} = 1 :$$

$$x(1) = x_2 = \left(\frac{650}{530} \cdot 8,4 \right) \cdot 1 = 10,3 \text{ mm};$$

$e_{rcmed}(x_2) = 8 \text{ V}$, valoare luată din figura 7.34. b (curba 3'') pentru $t/T_k = 1$;

$$B_{\delta k}(x_2) = \frac{8}{2 \cdot 1 \cdot 39,25 \cdot 0,695} + \frac{1,5 \cdot 1}{2 \cdot 1 \cdot 39,25 \cdot 0,695 \cdot 3} = 0,1556 \text{ T};$$

$$\text{— pentru } \frac{t}{T_k} = 2,15 :$$

$$x(2,15) = x_3 = \left(\frac{650}{530} \cdot 8,4 \right) \cdot 2,15 = 22,15 \text{ mm};$$

$e_{rcmed}(x_3) = 11,5 \text{ V}$ (punctul c de pe curba 3'') :

$$B_{\delta k}(x_3) = B_{\delta kmax} = \frac{11,5}{2 \cdot 1 \cdot 39,25 \cdot 0,695} + \frac{1,5 \cdot 1}{2 \cdot 1 \cdot 39,25 \cdot 0,695 \cdot 3} = 0,22 \text{ T}.$$

În cazul formei trapezoidale (sau al altor forme geometrice) a inducției magnetice, în întrefierul polului auxiliar (curba 3'' din figura 7.34. b), valoarea medie a inducției magnetice în întrefierul polului auxiliar cu ajutorul căreia se calculează inducția magnetică în miezul polului, se determină cu o relație obținută din condiția ca aria $B_{\delta kmed} b_{max} \approx$ aria cuprinsă între curba 3'' și abscisă. Rezultă astfel :

$$B_{\delta kmed} = B_{\delta kmin} + (B_{\delta kmax} - B_{\delta kmin}) \frac{b_{max} + b_{min}}{2b_{max}} =$$

$$= 0,099 + (0,22 - 0,099) \frac{51,5 + 7,21}{2 \cdot 51,5} = 0,168 \text{ T}.$$

în care b_{max} și b_{min} sînt lungimile celor două baze ale trapezului, determinate din figura 7.34, b astfel:

$$b_{max} = \overline{ab} = \left(\frac{D}{D_k} l_k \right) \frac{t}{T_k} = \left(\frac{650}{530} \cdot 8,4 \right) \cdot 5 = 10,3 \cdot 5 = 51,5 \text{ mm, deoarece}$$

lui $\overline{ab}$ îi corespunde $t/T_k = 5$;

$$b_{min} = \overline{cd} = 10,3 \cdot 0,7 = 7,21 \text{ mm, deoarece segmentului } \overline{cd}, \text{ îi corespunde } t/T_k = 0,7.$$

Considerînd $b_{pk} = b_{mk}$, se poate scrie

$$B_{\delta k1} = B_{mk} = \sigma_k B_{\delta k med} = 2,5 \cdot 0,168 = 0,42 \text{ T,}$$

unde σ_k s-a considerat egal cu 2,5 (v. paragraful 7.9.2).

Tensiunea magnetică a întrefierului de reglaj dintre polul auxiliar și carcasă are valoarea:

$$U_{m\delta k1} = \frac{2}{\mu_0} B_{\delta k1} \delta_{k1} = \frac{2}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 0,42 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 1 \, 337 \text{ A.}$$

Conform relației (7.99, b), ținînd cont de valorile calculate mai sus pentru F_k și F_{ak} , rezultă:

— pentru $x_1 = 0$;

$$\delta'_k(x_1) = \frac{\mu_0}{2B_{\delta k min}} \left[\frac{F_k - F_{ak}}{1,06} - U_{m\delta k1} \right] = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}{2 \cdot 0,099} \left[\frac{9 \, 648 - 7 \, 026}{1,06} - 1 \, 337 \right] = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}{2 \cdot 0,099} \cdot 1 \, 136 = 0,0072 \text{ m} = 7,2 \text{ mm};$$

$$k_{Ck}(x_1) = 1,117;$$

$$\delta_k(x_1) = 6,44 \text{ mm};$$

— pentru $x_2 = 10,3 \text{ mm}$:

$$\delta'_k(x_2) = \frac{\mu_0}{2B_{\delta k(x_2)}} \left[\frac{F_k - F_{ak}}{1,06} - U_{m\delta k1} \right] = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}{2 \cdot 0,1556} \cdot 1 \, 136 = 0,0046 \text{ m} = 4,6 \text{ mm};$$

$$k_{Ck}(x_2) = 1,168;$$

$$\delta_k(x_2) = 3,92 \text{ mm};$$

— pentru $x_3 = 22,15 \text{ mm}$:

$$\delta'_k(x_3) = \frac{\mu_0}{2B_{\delta k max}} \left[\frac{F_k - F_{ak}}{1,06} - U_{m\delta k1} \right] = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}{2 \cdot 0,22} \cdot 1 \, 136 = 0,00324 \text{ m} = 3,24 \text{ mm};$$

$$k_{Ck}(x_3) = 1,216;$$

$$\delta_k(x_3) = 2,66 \text{ mm.}$$

Corespunzător acestor trei valori calculate pentru întrefierul δ_k al polilor auxiliari, se obține forma piesei polare ca în figura 7.35 (curba cu linie plină).

S-a considerat lățimea piesei polare a polului auxiliar:

$$b_{pk} = \frac{D}{D_k} l_k (\beta_{pe} + u - m) = \frac{650}{530} \cdot 8,4 (3 + 3 - 1) = 51,5 \text{ mm,}$$

$$\text{cu } l_k = \frac{\pi D_k}{K} = \frac{\pi \cdot 530}{198} = 8,4 \text{ mm.}$$

Dacă se adoptă $w_k = 7$ spire pe polul auxiliar, pentru a rezulta $\delta_k > \delta$, forma piesei polare și valorile întrefierului $\delta_k(x)$ corespund curbei trasate cu linie întreruptă în figura 7.35.

Concluzii. Din cele prezentate în exemplul menționat rezultă că, pentru obținerea unei comutații bune, este necesar să se aleagă în mod corespunzător atât pasul înfășurării, cât și forma piesei polare a polilor auxiliari.

— O bună comutație însă se apreciază, din faza de proiectare, printr-o valoare mică a abaterii Δe_r , dintre valoarea t.e.m. autoinduse în secțiile creștăturii e_{rc} și valoarea t.e.m. medii e_{rmed} , care este egală și de sens contrar cu t.e.m. e_k indusă în secția care comută, de cimpul magnetic al polilor auxiliari. În legătură cu aceasta se pot face următoarele observații foarte importante:

a) O înfășurare cu pasul în trepte are o formă a curbei e_{rc} în general nesimetrică (fig. 7.34, a), dar cu o valoare medie e_{rmed} mică, ceea ce avantajează din punct de vedere al dimensionării polilor auxiliari (este necesară o solenație mică a acestora). Este posibilă obținerea unor abateri Δe_r mici chiar pentru un întrefier δ_k al polilor auxiliari constant pe toată deschiderea piesei polare, sau se pot obține valori și mai mici ale lui Δe_r , cu oarecare modificări ale valorilor lui δ_k respectiv ale formei piesei polare a polilor auxiliari, dacă nesimetriile curbei nu sînt prea mari.

b) O înfășurare cu bobine egale, adică fără trepte, prezintă o formă simetrică a curbei e_{rc} (curba 3 din fig. 7.34, b), dar cu o valoare medie e_{rmed} mare (dreapta 3') ceea ce conduce atât la o supradimensionare a polilor auxiliari cât, mai ales, la valori mari ale abaterii Δe_{rmax} , dacă întrefierul δ_k ar fi constant. Se observă însă că, în acest caz, se poate lua drept valoare medie $\tilde{e}_{rmed}$, curba 3'' pentru care abaterile Δe_{rmax} sînt mult mai mici (chiar decît ale înfășurării în trepte); pentru această formă simetrică și a valorii medii a t.e.m. (curba 3'') se poate stabili o formă relativ simplă a piesei polare a polului auxiliar (fig. 7.35) pentru care să rezulte astfel de valori ale lui δ_k încît pe deschiderea piesei polare, t.e.m. e_k să fie tot de forma curbei 3'' și de sens contrar cu $\tilde{e}_{rmed}$; în practică forma piesei polare din figura 7.35 se obține prin simple țesiri ale marginilor acesteia.

7.10. CALCULUL ÎNFĂȘURĂRII DE COMPENSAȚIE

Înfășurarea de compensație reduce gradul de deformare a cîmpului magnetic în întrefier la funcționarea în sarcină și în același timp împiedică creșterea tensiunii între două lamele ale colectorului U_{kmax} . De aceea, criteriul de bază pentru folosirea înfășurării de compensație îl constituie mărirea U_{kmax} . În același timp, înfășurarea de compensație compensează efectul de demagnetizare al reacției indusului pe deschiderea piesei polare, îmbunătățind astfel caracteristicile de funcționare ale mașinii.

Înfășurarea de compensație se prevede în special la mașinile cu gamă largă de reglaj a vitezei de rotație prin schimbarea cîmpului magnetic, cu

frecvente șocuri ale sarcinii, cu viteze de rotație ridicate, și în general la mașinile cu condiții grele de funcționare.

Mașinile normale nu se prevăd cu înfășurare de compensație decât la puteri mari ($P \geq 800 - 1000 \text{ kW}$).

Dimensionarea înfășurării de compensație se face pornind de la faptul că pătura de curent a înfășurării de compensație A_c , pe deschiderea piesei polare, trebuie să fie egală cu pătura de curent a indusului A .

Se determină astfel că numărul de conductoare calculat, pe pol, al înfășurării de compensație N'_c , parcurs de curentul I_a din indus, este (numărul real, adoptat, de conductoare se va nota cu N_c):

$$N'_c = \alpha_p \frac{N}{4ap}, \quad (7.100)$$

iar numărul real de conductoare pe pol

N_c = numărul întreg par cel mai apropiat de valoarea lui N'_c ,

unde:

$\alpha_p = \frac{b_p}{\tau}$ este coeficientul de acoperire a pasului polar (v. paragraful 7.1.4

și 7.5, observația 1);

N — numărul de conductoare al înfășurării indusului (v. relația 7.17, a și punctul 7.4.2, observația 1);

a — numărul perechilor de căi de curent în paralel ale înfășurării indusului;

p — numărul de perechi de poli ai mașinii.

După cum reiese din relația (7.100), înfășurarea de compensație compensează reacția indusului numai în limitele arcului polar.

În funcție de lățimea piesei polare b_p , pentru cazul în care în fiecare creștătură se așază un conductor (caz cel mai utilizat), cele N_c creștături se repartizează astfel încât pasul lor t_c să nu fie egal cu pasul t_1 al rotorului.

Se recomandă de aceea limitele (v. fig. 7.36):

$$t_c < 0,9 t_1,$$

sau:

$$t_c > 1,1 t_1,$$

avîndu-se în vedere, însă, uniformitatea repartizării lor pe lățimea piesei polare b_p .

După cum se observă și din figura 7.37, în scopul realizării unor conexiuni corecte N_c trebuie să fie un număr întreg par. Dacă N'_c este prea mare și nu încap pe deschiderea piesei polare atunci se stabilește constructiv, numărul real de conductoare N_c la valoarea numărului par cel mai apropiat de N'_c și se determină gradul de compensare γ cu relația:

$$\gamma = \frac{N_c}{N'_c} \leq 1. \quad (7.100, a)$$

Pentru $N_c = N'_c$ rezultă $\gamma = 1$, adică mașina este compensată 100%.

Secțiunea conductorului înfășurării de compensație este:

$$s_{cc} = \frac{I_a}{J_c} \quad [\text{mm}^2], \quad (7.101)$$

unde J_c este densitatea de curent, în A/mm^2 (v. paragraful 7.3.1 c). Se normalizează dimensiunile conductorului (anexa 7), sau se prelucrează în forme dorite (de obicei ovală), în funcție de care se stabilește și forma creștăturii, ast-

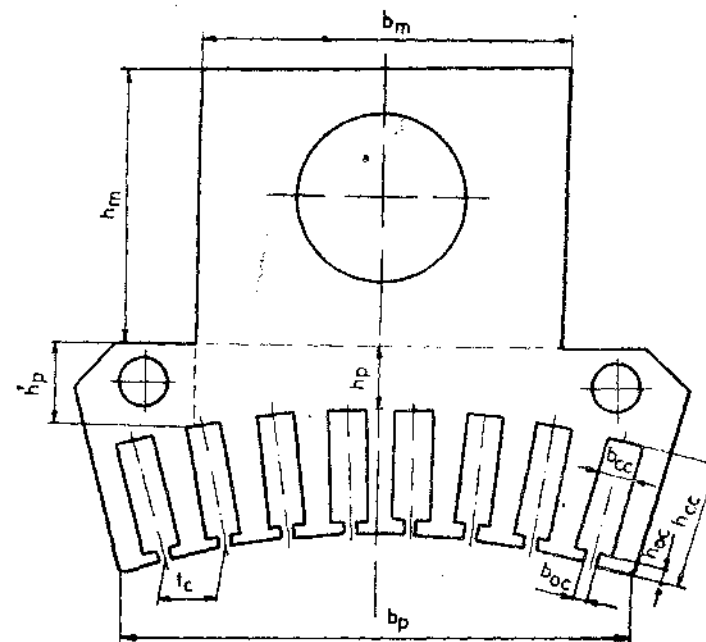


Fig. 7.36. Dispunerea creștăturilor înfășurării de compensație în piesa polară a polului principal.

fel încît inducția magnetică maximă în dintele polului principal să fie în limitele admisibile (v. paragraful 7.3.2).

Dimensiunile creștăturii înfășurării de compensație (fig. 7.36) se stabilesc similar ca și ale creștăturii indusului pentru înfășurarea din conductor profilat sau bare (v. rel. 7.27, a).

Datorită secțiunii mari, pentru înfășurarea de compensație se utilizează conductor neizolat și cel mai frecvent cu două fire în paralel așezate unul lângă altul pe lățimea creștăturii; ambele fire sînt izolate apoi pe partea activă (din creștătură) cu teacă de micafoliu (obținută prin mecanizare) avînd grosimea de $0,4 \div 0,6 \text{ mm}$ pe o parte, în funcție de tensiunea nominală a mașinii. Părțile frontale se izolează cu bandă izolantă $1 \div 3$ straturi $1/2$ suprapus. Pentru protecția mecanică a izolației barei (în timpul introducerii în creștătură) se mai folosește o izolație de creștătură din folie cu grosimea de cca. $0,2 \text{ mm}$.

Barele au formă de „U” și sînt introduse în creștăturile din piesele polare prin partea frontală asimbolizată cu A în figura 7.37; celălalt capăt (în partea A' din fig. 7.37) se formează prin îndoire, după introducerea în creștături a tuturor barelor, lipiturile de inseriere între bare fiind la mijlocul legăturii, adică la o distanță suficient de mare pentru a nu se carboniza izolația din creștătură datorită temperaturii lipiturii.

Cel mai frecvent, pentru istmul creștăturii se adoptă:

$$b_{oc} = 1,5 \div 2,5 \text{ mm};$$

$$h_{oc} = 2 \div 3 \text{ mm}.$$

Schema de inseriere a conductoarelor înfășurării de compensație, pentru mașina desfășurată este indicată, în figura 7.37, a .

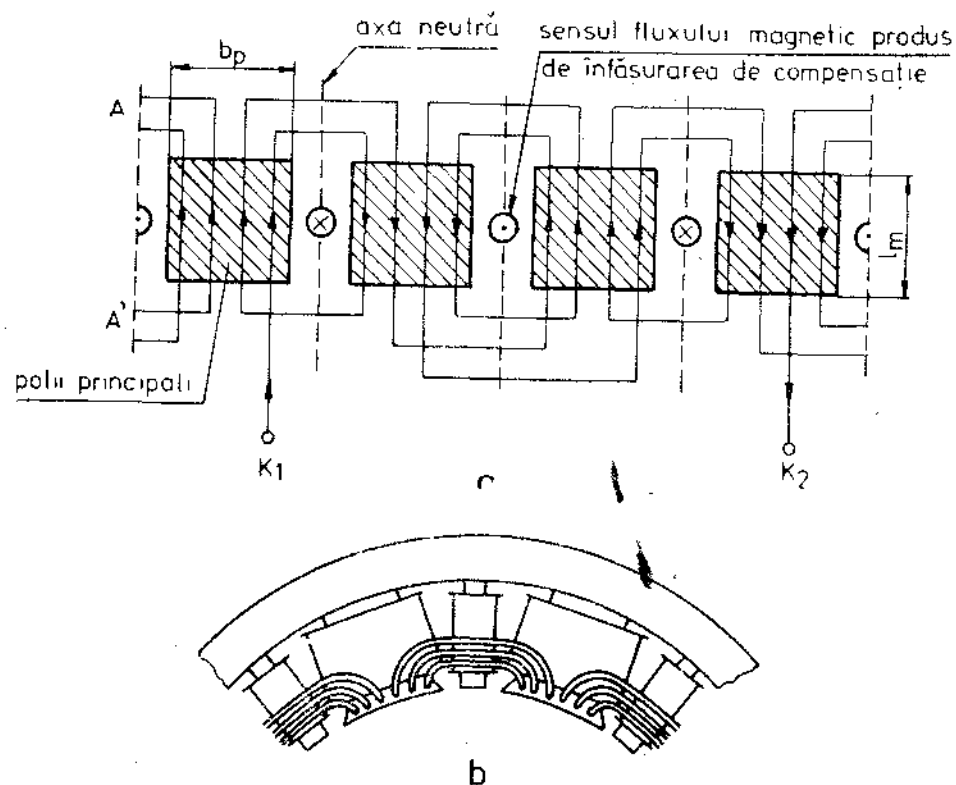


Fig. 7.37. Schema de conexiuni a înfășurării de compensație:
a — văzută pe mașina desfășurată, cu $N_c = 4$; b — vedere frontală, cu $N_c = 6$.

7.11. PARAMETRII ÎNFĂȘURĂRILOR MAȘINII DE CURENT CONTINUU ȘI VERIFICAREA T.E.M.

Parametrii înfășurărilor mașinii de curent continuu servesc la aprecierea diferitelor căderi (ohmice, adică pe rezistențe) de tensiune, în funcție de care rezultă t.e.m. din indus pentru o anumită tensiune la borne U_N și estimarea pierderilor în circuitele electrice de care depind sistemul de ventilație și limitele termice alese pentru izolație (clasa de izolație).

7.11.1. REZISTENȚELE

Rezistențele (ohmice) se calculează la temperatura de lucru ϑ , adoptată convențional în funcție de clasa de izolație folosită.

Astfel (v. și paragraful 7.7.2 A), conform STAS 1893-87 :

- pentru clasa de izolație A, E și B : $\vartheta = 75^\circ\text{C}$;
- pentru clasa de izolație F și H : $\vartheta = 115^\circ\text{C}$.

Rezistivitatea materialului, la temperatura de lucru ϑ , a înfășurării, rezultă din relația (2.3) conform căreia :

$$\rho_\vartheta = \rho_{20}[1 + \alpha(\vartheta - 20)] \left[\frac{\Omega\text{mm}^2}{\text{m}} \right]$$

și în care α este coeficientul de creștere a rezistenței cu temperatura ; el constituie o caracteristică a materialului.

Pentru cupru electrolitic moale (Cu E în starea O), cel mai utilizat material conductor pentru înfășurările mașinilor electrice rotative (cu excepția colivilor în scurtcircuit), conform tabelului 2.1, se cunosc :

$$\text{— pentru } \vartheta = 20^\circ\text{C} ; \rho_{20} = \frac{1}{56} = 0,01784 \frac{\Omega\text{mm}^2}{\text{m}} \text{ și } \alpha_{\text{Cu}} = 3,81 \cdot 10^{-3} \text{ } 1^\circ\text{C}.$$

Introducând în relația (2.3) se obțin :

$$\begin{aligned} \text{— pentru } \vartheta = 75^\circ\text{C} ; \rho_{75} &\approx 1,22 \rho_{20} ; \\ \text{— pentru } \vartheta = 115^\circ\text{C} ; \rho_{115} &\approx 1,38 \rho_{20}. \end{aligned} \quad (7.102)$$

A. Rezistența indusului

Se calculează cu relația :

$$R_{a\vartheta} = \rho_\vartheta \frac{N l_{med}}{(2a)^2 s_{cond}} \quad [\Omega], \quad (7.103)$$

în care :

- N — este numărul total de conductoare al înfășurării indusului;
- $l_{med} = l_g + l_f$ — lungimea medie a unui conductor, în m ;
- l_g — lungimea geometrică (v. rel. 7.14 și 7.14, a) ;
- l_f — lungimea părții frontale (v. rel. 7.80) ;
- s_{cond} — secțiunea standardizată a conductorului a tuturor firelor în paralel, când $n_f > 1$; în mm^2 (v. rel. 7.23 și paragraful 7.4.3 B) ;
- $2a$ — numărul de căi de curent în paralel ale înfășurării indusului.

B. Rezistența înfășurării de excitație

1) Separată sau derivație :

$$R_{c\vartheta} = \rho_\vartheta \frac{2pw_{cs}l_{smed}}{s_{cs}} \quad [\Omega] \text{ — v. relația (7.51) (pentru semnificația termenilor — v. paragraful 7.7.2 A).}$$

2) Serie :

$$R_{cs} = \rho_\vartheta \frac{2pw_{cs}l_{smed}}{C_s^2 s_{cs}} \quad [\Omega], \quad (7.104)$$

în care :

- $2p$ — este numărul de poli ai mașinii ;
- w_{cs} — numărul de spire, pe pol, al înfășurării de excitație serie (v. rel. 7.59 sau 7.61) ;

- C_s — numărul de căi în paralel, pentru înfășurarea de excitație serie;
 l_{smed} — lungimea medie a spirei înfășurării de excitație serie, în m (se determină grafic pe linia mijlocie a bobinei, din desenul la scară);
 s_{cs} — secțiunea standardizată a conductorului înfășurării de excitație serie, în mm².

C. Rezistența înfășurării polilor auxiliari

Se determină cu relația:

$$R_{t\phi} = \rho_{\phi} \frac{2pw_k l_{wk}}{C_k^2 s_{ck}} \quad [\Omega], \quad (7.105)$$

în care:

- w_k — este numărul de spire, pe pol al înfășurării polilor auxiliari (v. rel. 7.93);
 C_k — numărul de căi de curent în paralel al înfășurării polilor auxiliari;
 $l_{wk} = 2L + 2\pi R_{med}$ — lungimea medie a spirei înfășurării polului auxiliar, în m (v. fig. 7.29, c).

cu:

$$R_{med} = r + \frac{b_{bk}}{2} \quad [m];$$

- s_{ck} — secțiunea standardizată a conductorului înfășurării polilor auxiliari, în mm².

D. Rezistența înfășurării de compensație

În cazul unei inserieri normale (o singură cale) și un singur conductor pe creștătură, este dată de relația:

$$R_{c\phi} = \rho_{\phi} \frac{pN_c l_{cmed}}{s_{cc}} \quad [\Omega], \quad (7.106)$$

în care:

- N_c este numărul real de conductoare pe pol, al înfășurării de compensație (v. rel. 7.100);
 l_{cmed} — lungimea spirei medii (ca medie a celor $N_c/2$ spire dintre doi poli vecini) a înfășurării de compensație, în m; se determină grafic din desenul la scară, ținând cont și de schema de conexiuni (fig. 7.37), adică:

$$l_{cmed} = \frac{l_{cmed1} + l_{cmed2} + \dots + l_{cmedN_{c12}}}{N_{c12}} \quad [m]; \quad (7.106, a)$$

- s_{cc} — secțiunea standardizată, sau reală, a conductorului înfășurării de compensație, în mm² (v. rel. 7.101).

7.11.2. VERIFICAREA TENSIUNII ELECTROMOTOARE DIN INDUS

Tensiunea electromotoare din indus, ca valoare reală, se determină cu relația:

$$E_N = U_N \pm [(R_{a\phi} + R_{s\phi} + R_{t\phi} + R_{c\phi})I_a + \Delta U_{pe}] \quad [V], \quad (7.107)$$

a cărei valoare trebuie să fie apropiată de cea estimată inițial cu relațiile (7.3) sau (7.5).

Se ia:

- (+) — pentru generator;
 (−) — pentru motor.

În caz că valoarea t.e.m. dată de relația (7.107) diferă prea mult de cea estimată inițial, atunci se reconsideră calculul solenațiilor de excitație, după caracteristica de funcționare în gol (fig. 7.13), pentru fluxul magnetic Φ corespunzător noii valori a t.e.m.

Ca urmare a schimbării solenațiilor se verifică, din nou, dimensionarea înfășurărilor de excitație.

De exemplu, dacă pentru t.e.m. E_N , calculată cu relația (7.107), rezultă de pe caracteristica de funcționare în gol (fig. 7.13, a sau b) o tensiune electromotoare U_{mEG} (sau U_{mEM}) care să difere cu mai mult de cca 5% față de valoarea considerată (din tabelul 7.5 pentru coloana lui E_N), atunci trebuie reconsiderat din nou calculul solenațiilor de excitație; în caz contrar nu mai este necesară această reconsiderare (se consideră bune calculele existente).

7.12. MASELE CONDUCTOARELOR ÎNFĂȘURĂRILOR

Aceste mase sînt necesare atît pentru stabilirea cantităților de aprovizionare, cît mai ales sub aspect economic, pentru compararea cu consumul maselor active al produselor similare. Masele miezurilor feromagnetice active (din tablă silicioasă) se determină cu ocazia calculului pierderilor în fier în acestea (vezi cap. 20).

Avînd masele active totale, se poate stabili un indice economic deosebit de important, denumit uneori *consum specific* și care reprezintă masa conductoarelor, respectiv a tablei silicioase, raportate la unitatea de putere obținută din mașină, pentru o anumită tensiune și turație impuse.

7.12.1. MASA ÎNFĂȘURĂRII INDUSULUI

Se determină cu relația:

$$G_{cua} = \gamma_{cu} N l_{med} s_{cond} \cdot 10^{-3} \quad [kg] \quad (7.108)$$

în care:

- $\gamma_{cu} = 8.9 \text{ kg/dm}^3$ este masa specifică (densitatea cuprului (vezi tabelul 2.1)). Pentru acoperire mai ales în cazul conductoarelor de tipul E2S se poate lua $\gamma_{cu} = 9 \text{ kg/dm}^3$, incluzînd și masa izolației;

- l_{med} — lungimea medie a conductorului în cm (vezi rel (7.103));
- s_{cond} — secțiunea standardizată totală a conductorului adică a tuturor firelor în paralel când $n_f > 1$, în cm² (vezi și rel. (7.103));

7.12.2. MASA ÎNFĂȘURĂRII DE EXCITAȚIE

A. Excitație separată sau derivație

$$G_{Cue} = \gamma_{Cu} 2pw_e l_{med} s_{ce} \cdot 10^{-3} \quad [\text{kg}]. \quad (7.109)$$

Semnificația mărimilor este cea din relația (7.51), iar unitățile de măsură, ca în relația (7.108).

B. Excitație serie

$$G_{Cues} = \gamma_{Cu} 2pw_e l_{med} s_{cs} \cdot 10^{-3} \quad [\text{kg}], \quad (7.109, a)$$

în care, semnificația mărimilor este cea din relația (7.104), iar unitățile de măsură ca în relația (7.108), adică γ_{Cu} , în kg/dm³, l_{med} în cm, iar s_{cs} , în cm².

7.12.3. MASA ÎNFĂȘURĂRII POLILOR AUXILIARI

$$G_{Cuk} = \gamma_{Cu} 2pw_k l_{k1} s_{ck} \cdot 10^{-3} \quad [\text{kg}], \quad (7.110)$$

în care semnificația mărimilor este cea din relația (7.105), iar unitățile de măsură ca în relația (7.109, a).

7.12.4. MASA ÎNFĂȘURĂRII DE COMPENSAȚIE

$$G_{Cuc} = \gamma_{Cu} p N_c l_{med} s_{cc} \cdot 10^{-3} \quad [\text{kg}], \quad (7.111)$$

în care semnificația mărimilor este cea din relația (7.106), iar unitățile de măsură ca în relația (7.109, a).

7.12.5. MASA TOTALĂ ȘI CONSUMUL SPECIFIC DE MATERIALE CONDUCTOARE

- Masa totală :

$$G_{Cul} = G_{Cua} + G_{Cue} + G_{Cues} + G_{Cuk} + G_{Cuc} \quad [\text{kg}]. \quad (7.112)$$

- Consumul specific de materiale conductoare :

$$m_{Cu} = \frac{G_{Cul}}{P_N} \quad [\text{kg/kW}], \quad (7.113)$$

cu P_N , în kW.

Capitolul 8. EXEMPLU DE CALCUL ELECTROMAGNETIC AL MAȘINII DE CURENT CONTINUU

Avînd în vedere că principalul scop al lucrării este acela de a veni cît mai mult în ajutorul celor care proiectează pentru prima dată o mașină electrică, se consideră că, din motive didactice, este mai indicat, spre deosebire de literatura existentă, a parcurge exemplul de calcul în paralel pentru ambele regimuri de funcționare : generator și motor.

Pentru a scoate mai bine în evidență elementele care diferă sau nu, prin paralela adoptată se va căuta să se mențină aceleași solicitări electromagnetice.

Din această cauză, se vor alege, pentru cele două regimuri din exemplul de calcul, astfel de date nominale (chiar dacă unele din ele diferă de valorile normalizate) încît să rezulte aceeași putere interioară, și deci aceleași dimensiuni ale mașinii (atît ca generator cît și ca motor).

În consecință, temele de proiectare sînt

Generator

Să se proiecteze un generator de curent continuu cu următoarele date :

$$P_N = 85 \text{ kW};$$

$$U_N = 110 \text{ V};$$

$$n_N = 600 \text{ rot/min};$$

Motor

Să se proiecteze un motor de curent continuu cu următoarele date :

$$P_N = 91 \text{ kW};$$

$$U_N = 130 \text{ V};$$

$$n_N = 600 \text{ rot/min};$$

Tipul de excitație : mixtă (pentru ambele regimuri);

Tipul de proiectie : IP 23 — STAS 625-85 (pentru ambele regimuri).

OBSERVAȚIE. În expunerea exemplului se va folosi linia despărțitoare numai în dreptul mărimilor care diferă de la generator la motor ; acolo unde aceasta lipsește, elementele sînt comune.

8.1. DETERMINAREA MĂRIMILOR DE BAZĂ

1) T.e.m. din indus.

Conform relației (7.3) :

$$E_G = U_N \frac{1+\eta}{2\eta} + \Delta U_{pe} =$$

$$= 110 \frac{1+0,87}{2 \cdot 0,87} + 2,5 = 120,7 \text{ V.}$$

Conform relației (7.5) :

$$E_M = U_N \frac{1+\eta}{2} - \Delta U_{pe} =$$

$$= 130 \frac{1+0,87}{2} - 2,5 = 119 \text{ V.} \quad (8.1)$$

Din figura 7.1, pentru P_N și n_N rezultă (pentru clasă de izolație F) :

$$\eta = 87\% = 0,87.$$

$\Delta U_{pe} = 2,5 \text{ V}$ (v. paragraful 7.1.2 punctul a și paragraful 8. 11).

Deoarece diferența dintre valorile celor două t.e.m. este mică, se va lucra cu valoarea medie a acestora $E = 120$ V.

2) Curentul din indus.

$$I_{aG} = I_{NG}(1 + k_r),$$

în care, cu relația (7.4, a), se determină :

$$I_{NG} = \frac{P_N}{U_N} = \frac{85 \cdot 10^3}{110} = 775 \text{ A.}$$

$$I_{aM} = I_{NM}(1 - k_r)$$

în care cu relația (7.6, a) se determină :

$$I_{NM} = \frac{P_N}{\eta U_N} = \frac{91 \cdot 10^3}{0,87 \cdot 130} \approx 805 \text{ A.}$$

(8.1, a)

Din tabelul 7.1 se adoptă $k_r = 0,02$ și rezultă :

$$I_{aG} = 775(1 + 0,02) = 790 \text{ A.}$$

$$I_{aM} = 805(1 - 0,02) \approx 790 \text{ A. (8.1, b)}$$

3) Puterea interioară, conform relației (7.1) :

$$P_{iG} = E_G I_{aG} = 120 \cdot 790 = 95 \cdot 10^3 \text{ W} = 95 \text{ kW.}$$

$$P_{iM} = E_M I_{aM} = 120 \cdot 790 = 95 \cdot 10^3 \text{ W} = 95 \text{ kW. (8.1, c)}$$

4) Numărul de poli $2p$.

Din figura 7.2, pentru un diametru orientativ $D = 40 - 60$ cm, rezultă $2p = 4$ sau 6 .

Însă, din relația (7.9) se obține :

$$- \text{ pentru } 2p = 4 : f = \frac{pn}{60} = \frac{2 \cdot 600}{60} = 20 \text{ Hz} \quad \text{prea mică ;}$$

$$- \text{ pentru } 2p = 6 : f = 30 \text{ Hz.}$$

Se stabilește deci :

$$2p = 6 \quad (p = 3).$$

5) Coeficientul α_i . Din figura 7.3 pentru $D = 40 - 60$ cm (limite în cadrul cărora se estimează că se va afla diametrul respectiv) rezultă

$$\alpha_i = 0,675 \dots 0,695$$

(în limitele indicate pentru mașini cu poli auxiliari; v. paragraful 7.1.4).

Se adoptă : $\alpha_i = 0,69$.

8.2. CALCULUL DIMENSIUNILOR PRINCIPALE

1) Coeficientul de utilizare C .

$$\text{Pentru } \frac{P_N}{n_N} = \frac{85 \cdot 10^3}{600} = 142 \text{ W/rot/min, din figura 7.4, rezultă}$$

$$C = 230 \text{ J/dm}^3.$$

2) Calculul diametrului, se poate face pe 2 căi :

A) Cu relația (7.11) :

$$D = \sqrt[3]{\frac{2p}{\pi \lambda} \frac{60 P_i}{n_N C}} = \sqrt[3]{\frac{6}{\pi \cdot 1} \frac{60 \cdot 95 \cdot 10^3}{600 \cdot 230}} = \sqrt[3]{78,88} = 4,288 \text{ dm} = 42,88 \text{ cm.}$$

în care, conform relației (7.12, a) și observației de la paragraful 4.3.1 s-a ales :

$$\lambda = 1.$$

B) Din figura 7.5, pentru $\frac{P_N}{n_N} = 0,142 \text{ kW/rot/min}$, rezultă :

$D \approx 43$ cm — deci, foarte apropiat de prima metodă.

Valoarea normalizată cea mai apropiată, conform tabelului 10.2, este :

$$D = 42,5 \text{ cm. (8.2)}$$

Din figura 7.6 se găsește :

$$A = 350 \div 400 \text{ A/cm ;}$$

$$B_\delta = 0,87 \div 0,94 \text{ T.}$$

Se va adopta :

$$A = 350 \text{ A/cm} = 350 \cdot 10^2 \text{ A/m ;}$$

$$B_\delta = 0,9 \text{ T.}$$

Pasul polar :

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi \cdot 42,5}{6} = 22,25 \text{ cm. (8.2, a)}$$

3) Calculul lungimii ideale l_i .

Conform relației (7.13), pentru valorile lui A și B_δ adoptate, se obține :

$$l_i = \frac{60 P_i}{\alpha_i \pi^2 D^2 n_N A B_\delta} = \frac{60 \cdot 95 \cdot 10^3}{0,69 \cdot \pi^2 \cdot 0,425^2 \cdot 600 \cdot 350 \cdot 10^2 \cdot 0,9} = 0,243 \text{ m} = 24,3 \text{ cm, (8.2, b)}$$

pentru care :

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau} = \frac{24,3}{22,25} = 1,09,$$

valoare apropiată de cea aleasă inițial.

Se adoptă soluția cu miez magnetic divizat cu canale radiale, pentru a intensifica răcirea.

Lungimea geometrică conform relației (7.14) este :

$$l_g = l_i + 0,5 n_v b_v = 24,3 + 0,5 \cdot 3 \cdot 1 = 25,8 \text{ cm,}$$

în care s-a luat :

$$n_v = 3 \text{ canale de ventilație ;}$$

$$b_v = 1 \text{ cm.}$$

Lungimea aproximativă a unui pachet (fig. 4.1, a) :

$$l_1 = \frac{l_g - n_v b_v}{n_v + 1} = \frac{25,8 - 3 \cdot 1}{3 + 1} = 5,7 \text{ cm.}$$

Se iau două pachete (cele de margini) de 6 cm, iar cele două din mijloc de 5,5 cm.

Se recalculează lungimile :

- geometrică : $l_g = 2 \cdot 6 + 2 \cdot 5,5 + n_i b_i = 12 + 11 + 3 \cdot 1 = 26 \text{ cm}$;
- ideală : $l_i = l_g - 0,5 n_i b_i = 26 - 0,5 \cdot 3 \cdot 1 = 24,5 \text{ cm}$;
- a fierului : $l_{Fe} = 2 \cdot 6 + 2 \cdot 5,5 = 23 \text{ cm}$, adică lungimea totală a pachetelor.

Valoarea factorului de formă :

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau} = \frac{24,5}{22,25} = 1,1. \quad (8.3, a)$$

8.3. CALCULUL ȘI ALEGEREA ÎNFĂȘURĂRII INDUSULUI

1) Tipul înfășurării.

Pentru curentul din indus :

$$I_a = 790 \text{ A},$$

cu relația (7.18, b) se determină numărul căilor de curent în paralel ale înfășurării indusului :

$$2a = \frac{I_a}{i_{a \text{ admis}}} = \frac{790}{(200 \div 350)} = 2,26 \div 3,95. \quad (8.4)$$

În conformitate cu paragraful 7.4.1 A și B se obțin :

- pentru înfășurarea buclată simplă : $2a = 2p = 6$;
- pentru înfășurarea ondulată simplă : $2a = 2$.

Dacă se ia înfășurarea buclată simplă :

$$i_a = \frac{790}{6} = 132 \text{ A}, \quad (8.4, a)$$

adică mult sub limite, iar N , determinat cu relația (7.17, a) rezultă mare, acestuia îi corespunde un anumit coeficient de umplere al creștăturii.

Dacă se ia înfășurarea ondulată simplă :

$$i_a = \frac{790}{2} = 395 \text{ A}, \quad (8.4, b)$$

adică puțin peste limite, iar N determinat cu aceeași relație rezultă mic, coeficientul de umplere al creștăturii în acest caz este mai bun.

De aceea, se stabilește înfășurarea *ondulată simplă* ($a = 1$), cu toate că i_a depășește cu puțin limita maximă admisă ; acest lucru este posibil deoarece și frecvența curentului în indus f este relativ mică (30 Hz), iar mașina este bine ventilată (la o lungime apropiată de limită, s-au prevăzut canale radiale de ventilație).

În plus, înfășurarea ondulată simplă nu necesită legături echipotențiale.

2) Numărul de lamele și de creștături.

Numărul de conductoare ale înfășurării indusului, conform relației (7.17, a) este :

$$N = \frac{60E}{p n_N \Phi} a = \frac{60 \cdot 120 \cdot 1}{3 \cdot 600 \cdot 3,38 \cdot 10^{-2}} = 118,3, \quad (8.5)$$

în care :

$$\Phi = \alpha_l \tau_l B_g = 0,69 \cdot 0,2225 \cdot 0,245 \cdot 0,9 = 3,38 \cdot 10^{-2} \text{ Wb}.$$

Se adoptă $N = 122$ conductoare. (8.5, a)

Numărul maxim de lamele ale colectorului se obține pentru $w_s = 1$ (w_s — numărul de spire pe secție) cu relația (7.19) :

$$K_{max} = \frac{N}{2} = \frac{122}{2} = 61, \quad (8.5, b)$$

pentru care rezultă pasul minim la colector :

$$l_{k \min} = \frac{\pi D_k}{K_{max}} = \frac{\pi \cdot 32}{61} = 1,65 \text{ cm} \text{ — valoare care este mult mai mare decât limita minimă } (l_{k \min} \approx 0,4 \text{ cm}).$$

Diametrul colectorului D_k s-a luat :

$$D_k = 0,75 D = 0,75 \cdot 42,5 = 31,8 \text{ cm} \approx 32 \text{ cm}. \quad (8.5, c)$$

Din condiția ca pasul rezultat al înfășurării :

$$y = \frac{K - 1}{p} = \text{număr întreg},$$

rezultă că se poate lua :

$$K = 61 \text{ lamele}.$$

Considerînd că $u = 1$ (u — numărul de creștături elementare într-o creștătură reală) se determină numărul de creștături reale :

$$Z = \frac{K}{u} = 61 \text{ creștături}. \quad (8.6)$$

3) Verificări necesare.

a) Tensiunea dintre două lamele (v. rel. 7.20) este :

$$U_{LC} = \frac{2p U_N}{K} = \frac{6 \cdot 110}{61} = 10,8 \text{ V} < \left| \begin{array}{l} U_{LM} = \frac{6 \cdot 130}{61} = 12,8 \text{ V} < U_{k \max} \\ < U_{k \max} \end{array} \right.$$

unde :

$$U_{k \max} = 15 - 16 \text{ V (v. paragraful 7.4.2 B)}.$$

b) Raportul :

$$\frac{Z}{2p} = \frac{61}{6} = 10,17$$

și pasul dentar :

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z} = \frac{\pi \cdot 42,5}{61} = 2,19 \text{ cm} \quad (8.7)$$

se încadrează în limitele (orientative) indicate la paragraful 7.4.2 C (v. rel. 7.21, a).

c) Pasul rezultat la colector :

$$y = \frac{K-1}{p} = \frac{61-1}{3} = 20 = \text{număr întreg.}$$

Recapitulând, rezultă că înfășurarea indusului are următoarele caracteristici definitive :

— înfășurarea ondulată simplă ;

— $2a = 2$

— $K = Z = 61$ ($u = 1$) ;

— $w_s = 1$;

— $N = 2K = 122$;

— $y = 20$; $y_1 = y_{12} = \frac{Z}{2p} - \varepsilon = \frac{61}{6} - \frac{1}{6} = 10$ creștături (adică $y_1 = 1 - 11$).

Valorile definitive (recalculate) ale principalelor mărimi sînt :

— numărul de conductoare în creștătură :

$$n_c = \frac{N}{Z} = \frac{122}{61} = 2 ; \quad (8.8)$$

— pătura de curent :

$$A = \frac{i_a n_c}{t_1} = \frac{395 \cdot 2}{2,19} = 361 \text{ A/cm} ; \quad (8.8, a)$$

— fluxul magnetic util al polului principal (în întrefier) :

$$\Phi = \frac{60 E a}{p N n_s} = \frac{60 \cdot 120 \cdot 1}{3 \cdot 122 \cdot 600} = 3,28 \cdot 10^{-2} \text{ Wb} ; \quad (8.9)$$

— inducția magnetică în întrefier (valoare maximă) :

$$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau l_i} = \frac{3,28 \cdot 10^{-2}}{0,69 \cdot 0,2225 \cdot 0,245} = 0,87 \text{ T.} \quad (8.9, a)$$

După cum se observă valorile lui A și B_δ sînt puțin diferite de cele alese din curbe și anume pătura de curent A este cu circa 3% mai mare, iar inducția magnetică în întrefier B_δ cu circa 3,5% mai mică.

Creșterea lui A este în acord cu măsurile luate de intensificare a răcirii mașinii, avîndu-se în vedere ca și densitatea de curent din indus J_a să se ia în limitele corespunzătoare turației joase a mașinii (v. rel. 8.11).

Scăderea valorii inducției magnetice în întrefier B_δ atestă însă că lungimea mașinii este prea mare și deci va rezulta o mașină neeconomică.

De aceea, se impune valoarea lui B_δ la cea aleasă inițial și se recalculează lungimea mașinii.

Astfel, pentru :

$$B_\delta = 0,9 \text{ T,}$$

rezultă :

$$l_i = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau B_\delta} = \frac{3,28 \cdot 10^{-2}}{0,69 \cdot 0,2225 \cdot 0,9} = 0,237 \text{ m} = 23,7 \text{ cm.}$$

Aceasta înseamnă că se reconsideră valorile lungimilor date de relațiile (8.3), rezultînd alte valori ale acestora.

În consecință, se adoptă 4 pachete egale de cîte 5,5 cm, pentru care rezultă următoarele valori definitive ale lungimilor :

— de fier : $l_{Fe} = 4 \cdot 5,5 = 22 \text{ cm} ;$

— ideală : $l_i = l_{Fe} + 0,5 n_c b_c = 22 + 0,5 \cdot 3 \cdot 1 = 23,5 \text{ cm} ; \quad (8.10)$

— geometrică : $l_g = l_{Fe} + n_c b_c = 22 + 3 \cdot 1 = 25 \text{ cm.}$

Valorile definitive ale factorului de formă și inducției magnetice în întrefier vor fi :

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau} = \frac{23,5}{22,25} = 1,056 ; \quad (8.10, a)$$

$$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau l_i} = \frac{3,28 \cdot 10^{-2}}{0,69 \cdot 0,2225 \cdot 0,235} \approx 0,91 \text{ T.} \quad (8.10, b)$$

8.4. DIMENSIONAREA CRESTĂTURII INDUSULUI

1) Secțiunea conductorului conform relației (7.23) este :

$$s_{cond} = \frac{i_a}{J_a} = \frac{395}{6} = 66 \text{ mm}^2, \quad (8.11)$$

în care s-a ales $J_a = 6 \text{ A/mm}^2$ pentru clasa de izolație F (v. paragraful 7.3.1).

În conformitate cu indicațiile din tabelul 7.4 se alege o înfășurare din bare, de tip continuu (are mai puține inserieri), din conductor profilat și izolat (PE2S), avînd forma creștăturii deschise (fig. 7.7, a).

2) Dimensiunile creștăturii.

Lățimea creștăturii, avînd în vedere relațiile (7.24) și (7.27) rezultă în limitele :

$$b_c = \beta t_1 = (0,35 - 0,5) 2,19 = 0,766 - 1,09 \text{ cm.} \quad (8.12)$$

Deoarece secțiunea conductorului este prea mare și avînd în vedere că se folosește un conductor deja izolat, din motive tehnologice se vor utiliza două fire în paralel ($n_f = 2$) ; după confecționarea bobinei, se va avea grijă ca la curbura de întoarcere a spirei să se refacă izolația conductorului (v. fig. 8.2).

Așezarea conductoarelor în creștătură și izolațiile folosite în conformitate cu anexa 10, tabelul 10-1, sînt arătate în figura 8.1.

Materialul, grosimea și numărul de straturi, sînt indicate în tabelul 8.1, cu ajutorul căruia se calculează b_{12} și h_{12} .

OBSERVAȚIE. După bobinare, înfășurarea se va impregna cu lac clasă de izolație F.

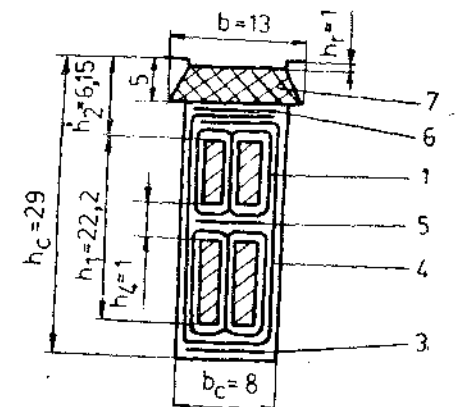


Fig. 8.1. Secțiune prin creștătura bobinată a mașinii de curent continuu (așezarea conductoarelor și izolațiile folosite).

Tab. 8.1

Pozițiile, denumirea și dimensiunile materialelor utilizate în creștătura rotorului mașinii de c.c.

Poziția (din fig. 8.1)	Denumirea, grosimea, nr. de straturi utilizate	Grosimea rezultantă	
		Pe lățime [mm]	Pe înălțime [mm]
1	Izolația conductorului (E2S) (grosimea bilaterală din anexa 9)	$2 \times 0,45 = 0,9$	$2 \times 0,45 = 0,9$
3	Izolație la baza creștăturii, din micanită flexibilă 0,2 mm		$1 \times 0,2 = 0,2$
4	Izolație creștătură, din folie NMN gros 0,25 mm	$2 \times 0,25 = 0,5$	$3 \times 0,25 = 0,75$
5	Izolație între straturi, din micanită flexibilă 0,2 mm		$2 \times 0,2 = 0,4$
6	Izolație sub pană (cu rol de umplere a jocului pe înălțime), sticlotexolit gros 0,15 (nr. lor este variabil 2-3 buc.)		$3 \times 0,15 = 0,45$
7	Pană, sticlotexolit gros 4 mm		$1 \times 4 = 4$
8	Istmul creștăturii		1
9	Joc	0,2	S-a inclus în poz. 5 și 6
		$b_{iz} = 1,6$ mm	$h_{iz} = 7,70$ mm

Lățimea (orientativă) a conductorului este:

$$b_{cond} = \frac{b_c - b_{iz}}{\text{numărul conductoarelor pe lățimea creștăturii}} = \frac{(7,66 - 10,9) - 1,6}{2} = 3,03 - 4,65 \text{ mm.}$$

Din STAS 2873/1-86 (anexa 7) se alege conductor din CuE (cupru electrolitic) în stare moale (simbol O), adică (v. paragraful 2.2):

Sîrmă O - 3,15 $\times$ 10,6 conductor izolat E2S STAS 2873/1-86 = 32,8 mm² = s'_{cond} .

Secțiunea reală a conductorului:

$$s_{cond} = n_f s'_{cond} = 2 \cdot 32,8 = 65,6 \text{ mm}^2.$$

Dimensiunile definitive ale creștăturii (v. tabelul 8.1 și fig. 8.1):

— lățimea: $b_c = 2b_{cond} + b_{iz} = 2 \cdot 3,15 + 1,6 = 7,9$ mm;

— înălțimea: $h_c = 2h_{cond} + h_{iz} = 2 \cdot 10,6 + 7,7 = 28,9$ mm.

Se stabilește creștătura, prin rotunjire, la valorile:

$$\begin{aligned} b_c &= 8 \text{ mm;} \\ h_c &= 29 \text{ mm.} \end{aligned} \quad (8.13)$$

3) Verificări necesare.

a) Inducția magnetică aparentă maximă la baza dintelui, conform relației (7.28) este:

$$B'_{max} = \frac{l_1 l_2 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{amin}} = \frac{2,19 \cdot 10^{-2} \cdot 0,235 \cdot 0,91}{0,95 \cdot 0,22 \cdot 1,09 \cdot 10^{-2}} = 2,05 \text{ T} < 2,3 \text{ T} \quad (8.14)$$

(v. paragraful 7.3.2)
în care:

$$b_{amin} = \frac{\pi(D - 2h_c)}{Z} - b_c = \frac{\pi(42,5 - 2 \cdot 2,9)}{61} - 0,8 = 1,09 \text{ cm};$$

$k_{Fe} = 0,95$, deoarece se vor utiliza, pentru rotor, tole din tablă sili-cioasă laminată la rece cu cristale reorientate, cu grosimea de 0,5 mm (v. paragraful 7.4.3 B).

b) Densitatea de curent în înfășurarea indusului

$$J_a = \frac{i_a}{s_{cond}} = \frac{i_a}{2s'_{cond}} = \frac{395}{2 \cdot 32,8} = 6,02 \text{ A/mm}^2. \quad (8.14, a)$$

c) Încadrarea (orientativă) în limite a rapoartelor (v. relațiile 7.24):

$$\beta_1 = \frac{h_c}{\tau} = \frac{2,9}{22,25} = 0,130;$$

$$\beta_2 = \frac{h_v}{b_c} = \frac{2,9}{0,8} = 3,62;$$

$$\beta = \frac{b_c}{t_1} = \frac{0,8}{2,19} = 0,365$$

este admisibilă.

Cu dimensiunile exacte ale creștăturii și pașilor, se construiește la scară capătul frontal al bobinei, conform indicațiilor de la paragraful 7.9.1 și figurii 7.26.

Această construcție este făcută în figura 8.2 și se obține $l_f = 32,25$ cm (v. rel. 8.51).

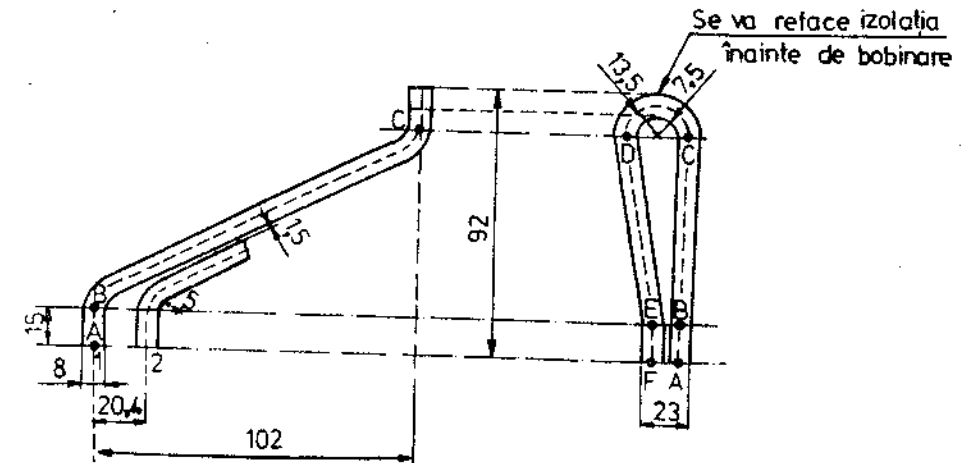


Fig. 8.2. Dimensiunile capătului frontal al bobinei rotor.

8.5. CALCULUL LĂȚIMII INTREFIERULUI

Determinarea lățimii întrefierului se face cu relația (7.29):

$$\delta \geq k_{\delta} \frac{b_i A}{B_{\delta}} = 0,43 \cdot 10^{-4} \frac{15,35 \cdot 361}{0,91} = 0,261 \text{ cm}$$

în care s-au luat:

$k_{\delta} = 0,43 \cdot 10^{-4}$, atât pentru generator cît și pentru motor, considerînd că motorul nu are condiții speciale impuse;

$$b_i = \alpha_i \tau = 0,69 \cdot 22,25 = 15,35 \text{ cm.}$$

Se stabilește valoarea rotunjită:

$$\delta = 3 \text{ mm.} \quad (8.15)$$

Forma constructivă a piesei polare, va fi astfel încît, repartitia spațială a curbei inducției magnetice în întrefier B_{δ} să fie apropiată de sinusoidă (fig. 7.9) și deci va fi valabilă relația:

$$\alpha_i \approx \alpha_p = 0,69.$$

8.6. DIMENSIONAREA CIRCUITULUI MAGNETIC

1) Înălțimea jugului rotorului se determină cu relația (7.30) avînd în vedere și relația (7.30, a), deoarece nu sînt prevăzute și canale axiale de ventilație:

$$h_{ja} = h'_{ja} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{pe} B_{ja}} = \frac{3,28 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,22 \cdot 1,5} = 5,23 \cdot 10^{-2} \text{ m} = 5,23 \text{ cm}$$

în care, conform paragrafului 7.3.2 s-a ales $B_{ja} = 1,5 \text{ T}$.

Diametrul interior al indusului, conform relației (7.30, d) este:

$$D_{ir} = D - 2(h_c + h_{ja}) = 42,5 - 2(2,9 + 5,23) = 26,29 \text{ cm.} \quad (8.16)$$

Se rotunjește diametrul interior la valoarea:

$$D_{ir} = 26 \text{ cm} \quad (8.16, a)$$

și rezultă valoarea exactă a înălțimii jugului rotor:

$$h_{ja} = h'_{ja} = \frac{D - (D_{ir} + 2h_c)}{2} = \frac{42,5 - (26 + 2 \cdot 2,9)}{2} = 5,35 \text{ cm,} \quad (8.16, b)$$

iar cu relația (7.30, e), se determină valoarea definitivă a inducției magnetice în jugul rotorului:

$$B_{ja} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{pe} h'_{ja}} = \frac{3,28 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,22 \cdot 0,0535} = 1,46 \text{ T.} \quad (8.17)$$

2) Dimensiunile polului principal:

a) lățimea polului, conform relației (7.31):

$$b_m = \frac{\sigma \Phi}{k_{Fem} l_m B_m} = \frac{1,14 \cdot 3,28 \cdot 10^{-2}}{0,97 \cdot 0,27 \cdot 1,6} = 0,0892 \text{ m} \approx 9 \text{ cm,} \quad (8.18)$$

în care s-a considerat:

— coeficientul de scăpări $\sigma = 1,14$ (valoarea exactă se va calcula la construcția caracteristicilor magnetice);

— lungimea polului $l_m = l_g + 2 \text{ cm} = 25 + 2 = 27 \text{ cm} = 0,27 \text{ m}$;

— coeficientul de umplere al miezului pentru poli (tablă de 2 mm) $k_{Fem} = 0,97$ (v. și paragraful 7.4.3 B);

— inducția magnetică în miezul polului conform paragrafului 7.3.2 $B_m = 1,6 \text{ T}$;

b) înălțimea polului rezultă din figura 7.11, pentru $D = 42,5 \text{ cm}$:

$$h_m = 10 \div 12 \text{ cm,} \quad (8.19)$$

sau cu relația:

$$h_m = (0,9 \div 1,1) b_m = (0,9 \div 1,1) 9 = 8,1 \div 9,9 \text{ cm};$$

se ia $h_m = 10 \text{ cm}$;

c) lățimea piesei polare:

$$b_p = \alpha_p \tau = 0,69 \cdot 22,25 = 15,32 \text{ cm};$$

d) înălțimea piesei polare se determină grafic, respectînd însă condițiile (v. și fig. 7.9):

$h_p \geq 0,5 \text{ cm}$;

$$h_p \geq \frac{0,5 B_{\delta} (b_p - b_m) l_i}{2 l_m} = \frac{0,5 \cdot 0,91 (15,35 - 9) 23,5}{2 \cdot 27} = 1,25 \text{ cm.} \quad (8.20)$$

Din desenul la scară al polului se stabilește:

$$h_p = 0,8 \text{ cm.}$$

3) Înălțimea jugului statorului se determină cu relația (7.32):

$$h_{js} = \frac{\sigma \Phi}{2 l_c B_{js}} = \frac{1,14 \cdot 3,28 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,47 \cdot 1,3} \approx 3 \cdot 10^{-2} \text{ m} = 3 \text{ cm,} \quad (8.21)$$

în care s-au considerat:

— lungimea carcasi: $l_c \approx l_m + 20 \text{ cm} = 27 + 20 = 47 \text{ cm} = 0,47 \text{ m}$;

— inducția magnetică în jugul statorului, carcasa fiind din tablă de oțel laminat, îndoită la diametrul respectiv și sudată, în conformitate cu indicațiile de la paragraful 7.3.2, $B_{js} = 1,3 \text{ T}$.

OB ERVAȚIE. Valorile exacte ale solicitărilor magnetice în elementele statorului se determină după calculul fluxului magnetic de scăpări Φ_{σ} , cu ajutorul căruia rezultă valoarea exactă a fluxului magnetic din pol (v. tabelul 8.2):

$$\Phi_m = \Phi + \Phi_{\sigma} = \sigma \Phi.$$

8.7. TENSIUNEA MAGNETOMOTOARE (T.M.M.) NECESARĂ PRODUCERII TENSIUNII ELECTROMOTOARE (T.E.M.) E_N , LA FUNCȚIONAREA ÎN GOL

Se calculează mai întîi t.m.m. pentru o pereche de poli, corespunzătoare t.e.m. nominală E_N apoi se întocmește tabelul cu ajutorul căruia se construiesc caracteristicile magnetice.

1) Tensiunea magnetică (t.m.) a întrefierului se determină cu relația (7.33):

$$U_{m\delta} = 2 \frac{B_{\delta}}{\mu_0} k_C \delta = 2 \frac{0,91}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 1,145 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 4975 \text{ A}, \quad (8.22)$$

în care coeficientul lui Carter pentru rotor (deoarece nu există înfășurare de compensație) este, conform relației (7.34, a):

$$k_C = k_{C1} = \frac{t_1}{t_1 - \gamma_1 \delta} = \frac{2,19}{2,19 - 0,927 \cdot 0,3} = 1,145,$$

cu:

$$\gamma_1 = \frac{\left(\frac{a_r}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{a_r}{\delta}} = \frac{\left(\frac{8}{3}\right)^2}{5 + \frac{8}{3}} = 0,927.$$

2) T.m. a dinților indusului:

a) lățimile dintelui în cele 3 secțiuni sînt:

$$b_{dmin} = 1,09 \text{ cm (v. rel. 8.14);}$$

$$b_{dmed} = \frac{\pi(D - h_c)}{Z} - b_c = \frac{\pi(42,5 - 2,9)}{61} - 0,8 = 1,239 \text{ cm}; \quad (8.23)$$

$$b_{dmax} = t_1 - b_c = 2,19 - 0,8 = 1,39 \text{ cm};$$

b) inducțiile magnetice aparente în cele 3 secțiuni ale dintelui se calculează cu relațiile (7.36):

$$B'_{dmax} = 2,05 \text{ T (v. rel. (8.14));}$$

$$B'_{dmed} = \frac{t_1 l_i B_{\delta}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmed}} = \frac{2,19 \cdot 10^{-2} \cdot 0,235 \cdot 0,91}{0,95 \cdot 0,22 \cdot 1,239 \cdot 10^{-2}} = 1,8 \text{ T}; \quad (8.23, a)$$

$$B'_{dmin} = \frac{t_1 l_i B_{\delta}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmin}} = \frac{2,19 \cdot 10^{-2} \cdot 0,235 \cdot 0,91}{0,95 \cdot 0,22 \cdot 1,09 \cdot 10^{-2}} = 1,61 \text{ T};$$

c) coeficienții dintelui în cele 3 secțiuni:

$$k_{d3} = \frac{b_{d1}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmin}} = \frac{0,8 \cdot 23,5}{0,95 \cdot 22 \cdot 1,09} = 0,825;$$

$$k_{d2} = \frac{b_{d1}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmed}} = \frac{0,8 \cdot 23,5}{0,95 \cdot 22 \cdot 1,239} = 0,726; \quad (8.24)$$

$$k_{d1} = \frac{b_{d1}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmax}} = \frac{0,8 \cdot 23,5}{0,95 \cdot 22 \cdot 1,39} = 0,647.$$

Pentru miezul feromagnetic al indusului se folosește tablă silicioasă laminată la rece cu cristale neorientate, tolele avînd grosimea de 0,5 mm și fiind izolate.

În acest caz, din anexa 2, pentru inducțiile magnetice date de relațiile (8.23, a) și coeficienții din relațiile (8.24) se determină:

$$H_{dmax} = 360 \text{ A/cm};$$

$$H_{dmed} = 115 \text{ A/cm};$$

$$H_{dmin} = 38 \text{ A/cm}.$$

Valoarea medie a intensității cîmpului conform relației (7.36, a) este:

$$H_d = \frac{1}{6} (H_{dmax} + 4H_{dmed} + H_{dmin}) = \frac{1}{6} (360 + 4 \cdot 115 + 38) = 143 \text{ A/cm}.$$

T.m. a dinților conform relației (7.35), este:

$$U_{md} = 2h_c H_d = 2 \cdot 2,9 \cdot 143 = 830 \text{ A}. \quad (8.25)$$

3) T.m. a jugului rotor:

a) lungimea medie a liniei de cîmp magnetic:

$$L_{ja} = \frac{\pi[D - (2h_c + h_{ja})]}{2p} = \frac{\pi[42,5 - (2 \cdot 2,9 + 5,35)]}{6} = 16,4 \text{ cm};$$

b) pentru $B_{ja} = 1,46 \text{ T}$ (v. rel. 8.17), din anexa 2 rezultă

$$H_{ja} = 16 \text{ A/cm}.$$

T.m. se calculează cu relația (7.37):

$$U_{ma} = L_{ja} H_{ja} = 16,4 \cdot 16 = 262 \text{ A}. \quad (8.26)$$

T.m. rezultantă:

$$U_{m\delta tuc} = U_{m\delta} + U_{md} + U_{ma} = 4975 + 830 + 262 = 6067 \text{ A}.$$

Deoarece mașina nu are înfășurare de compensație

$$U_{mdc} = 0$$

și deci:

$$U_{m\delta dac} = U_{m\delta da}.$$

4) T.m. a polilor principali:

a) fluxul magnetic în polul principal:

$$\Phi_m = \Phi + \Phi_{\sigma} = 3,28 \cdot 10^{-2} + 0,298 \cdot 10^{-2} = 3,578 \cdot 10^{-2} \text{ Wb},$$

unde, conform relației (7.31, a)

$$\Phi_{\sigma} = \frac{k l_m b_m}{\tau} U_{m\delta dac} \cdot 10^{-6} = \frac{4,5 \cdot 0,27 \cdot 0,09}{0,2225} \cdot 6067 \cdot 10^{-6} = 0,298 \cdot 10^{-2} \text{ Wb},$$

iar coeficientul de scăpări:

$$\sigma = \frac{\Phi_{\sigma}}{\Phi} = \frac{3,578 \cdot 10^{-2}}{3,28 \cdot 10^{-2}} = 1,09, \text{ care diferă de valoarea estimată anterior (1,14);}$$

b) inducția magnetică (exactă) în polul principal, rezultă din relația (7.31):

$$B_m = \frac{\Phi_m}{k_{Fe} l_m b_m} = \frac{3,578 \cdot 10^{-2}}{0,97 \cdot 0,27 \cdot 0,09} = 1,51 \text{ T}.$$

T.m. a polului principal conform relației (7.41) este:

$$U_{mm} = 2(h_p + h_m) H_m = 2(0,8 + 10) \cdot 24,5 = 529 \text{ A} \quad (8.27)$$

în care, din anexa 3, pentru $B_m = 1,51 \text{ T}$ s-a determinat $H_m = 24,5 \text{ A/cm}$.

$$U_{m\delta_{iml}} = 2 \frac{B_m}{\mu_0} \delta_{iml} = 2 \frac{1,51}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} 0,2 \cdot 10^{-3} = 480 \text{ A}, \quad (8.28)$$

6) T.m. a jugului statoric :

$$I_{js} = \frac{\pi[D + 2(\delta + h_p + h_m) + h_{js}]}{2\rho} = \frac{\pi[42,5 + 2(0,3 + 0,8 + 10) + 3]}{6} = 35,4 \text{ cm};$$
$$B_{js} = \frac{\Phi_m}{2lch_{js}} = \frac{3,518 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,47 \cdot 0,03} = 1,268 \text{ T},$$

T.m. conform relației (7.43) este :

$$U_{mjs} = L_{js} H_{js} = 35,4 \cdot 14,9 = 527 \text{ A.} \quad (8.29)$$

$$U_{mE} = \sum_{i=1}^n U_{mi} = U_{n\delta d a c} + U_{m m} + U_{n\delta i m b} + U_{m j n} =$$

$$= 6\,067 + 529 + 480 + 527 = 7\,603 \text{ A.} \quad (8.30)$$

Se construiesc pe baza indicatiilor de la paragraful 7.6.3, întocmind tabelul 8.2, în care (spre deosebire de tabelul 7.5) nu s-a mai trecut coloana corespunzătoare lui U_N , aceasta diferind de la generator la motor.

Cu datele din tabelul 8.2 se construiește caracteristica magnetică de funcționare în gol (fig. 8.3) și caracteristica magnetică parțială (fig. 8.4).

Coefficientul de saturație (v. rel. 7.44) rezultă din figura 8.3:

$$k_s = \frac{\overline{A'C'}}{\overline{A'B'}} = \frac{6\,300}{5\,600} = 1,125, \quad k_s = \frac{\overline{A''C''}}{\overline{A''B''}} = \frac{10\,600}{6\,750} = 1,57.$$

care (orientativ) sînt apropiate de limitele indicate pentru cele două regiuni (v. rel. 7.44. a).

1) Pentru :

$$0,5 \cdot b_1 A = 0,5 \cdot 15,35 \cdot 361 = 2\,770 \text{ A.}$$

de pe caracteristica magnetică parțială, din figura 8.4 rezultă :

$$\Delta B_1 = 0,82 \text{ T};$$

$$\Delta B_2 \approx 0,16 \text{ T.}$$

Caracteristicile magnetice ale mașinilor de c.c. de 85/91 kW, 110/130 V, 600 rot/min.

Relatia	Temp. E	u.r.	0,5 E _N	0,8 E _N	E _N	1,1 E _N	1,2 E _N
0		V	60	96	120	132	144
		I	2	3	4	5	6
$\Phi = \frac{60Ea}{pNn_N}$		Wb	1,64 · 10 ⁻²	2,62 · 10 ⁻²	3,28 · 10 ⁻²	3,6 · 10 ⁻²	3,94 · 10 ⁻²
$B_8 = \frac{\Phi}{\alpha_1 \tau l_1}$		T	0,455	0,728	0,91	1,00	1,09
$U_{m8} = 2 \frac{B_8}{\alpha_0} k_c \delta$		A	2 487	3 980	4 975	5 472	5 970
$B'_{dmax} = \frac{l_1 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmin}}$		T	1,025	1,64	2,05	2,255 *	2,46
$B'_{dmed} = \frac{l_1 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmed}}$		T	0,9	1,44	1,8	1,98	2,16
$B'_{dmin} = \frac{l_1 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmax}}$		T	0,805	1,28	1,61	1,77	1,93
$k_{d1} = 0,047 \quad k_{d2} = 0,726 \quad k_{d3} = 0,825$							
H_{dmax}		A/cm	2,7	55	360	1 100	2 100
H_{dmed}		A/cm	2	15	115	295	700
H_{dmin}		A/cm	1,5	6,5	38	115	235
$H_d = 1/6(H_{dmax} + 4H_{dmed} + H_{dmin})$		A/cm	2,03	20,25	143	399	855

0	1	2	3	4	5	6
$U_{ma} = 2h_c H_a$	A	11,7	117,5	830	2 314	4 959
$B_{ja} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{Fe} h_{ja}}$	T	0,73	1,168	1,46	1,6	1,75
H_{ja}	A/cm	1,2	4,5	16	37	100
$U_{ma} = L_{ja} H_{ja}$	A	19,7	74	262	606	1 640
$U_{m\delta da} = U_{m\delta} + U_{md} + U_{ma}$	A	2 518,5	4 171	6 067	8 392	12 569
*) $U_{mdc} = 0$						
*) $U_{m\delta dac} = U_{m\delta da}$						
$1/2 U_{m\delta dac}$	A	1 259	2 085	3 033	4 196	6 285
$\Phi_{\sigma} = \frac{k l_m b_m}{\tau} U_{m\delta da} \cdot 10^{-6}$	Wb	$0,123 \cdot 10^{-2}$	$0,205 \cdot 10^{-2}$	$0,298 \cdot 10^{-2}$	$0,412 \cdot 10^{-2}$	$0,617 \cdot 10^{-2}$
$\Phi_m = \Phi + \Phi_{\sigma} (\sigma = \frac{\Phi_m}{\Phi})$	Wb	$1,763 \cdot 10^{-3}$ (1,075)	$2,825 \cdot 10^{-3}$ (1,078)	$3,578 \cdot 10^{-3}$ (1,09)	$4,01 \cdot 10^{-3}$ (1,114)	$4,55 \cdot 10^{-3}$ (1,156)
$B_m = \frac{\Phi_m}{k_{Fe} l_m b_m}$	T	0,748	1,198	1,51	1,7	1,93
H_m	A/cm	2,75	8,4	24,5	70,5	215
$U_{mm} = 2(h_p + h_m) H_m$	A	81	181	529	1 523	4 644
$U_{m\delta imb} = 2 \frac{B_m}{\mu_0} \delta_{imb}$	A	238	381	480	541	615
$B_{js} = \frac{\Phi_m}{2l_c h_{js}}$	T	0,625	1,00	1,268	1,42	1,61
H_{js}	A/cm	5,1	9,24	14,9	22,3	42,5
$U_{mjs} = l_{js} H_{js}$	A	180	327	527	789	1 504
$\Sigma U_{mi} = U_{m\delta dac} + U_{mm} + U_{m\delta imb} + U_{mjs}$	A	3 017	5 060	7 603	11 245	19 332
$e_n = \frac{E}{n_N}$ (pentru motor)	V/ $\frac{\text{rot}}{\text{min}}$	0,1	0,16	0,2	0,22	0,24

* mașina nu are înfășurare de compensație.

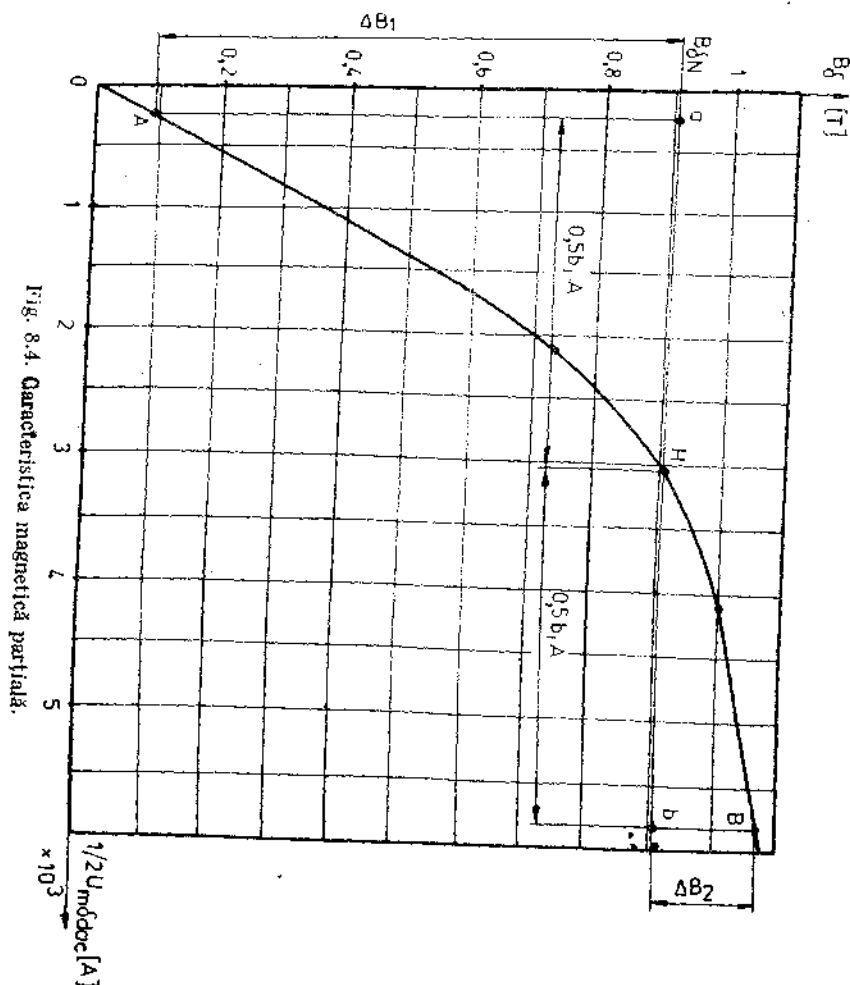


Fig. 8.4. Caracteristica magnetică parțială.

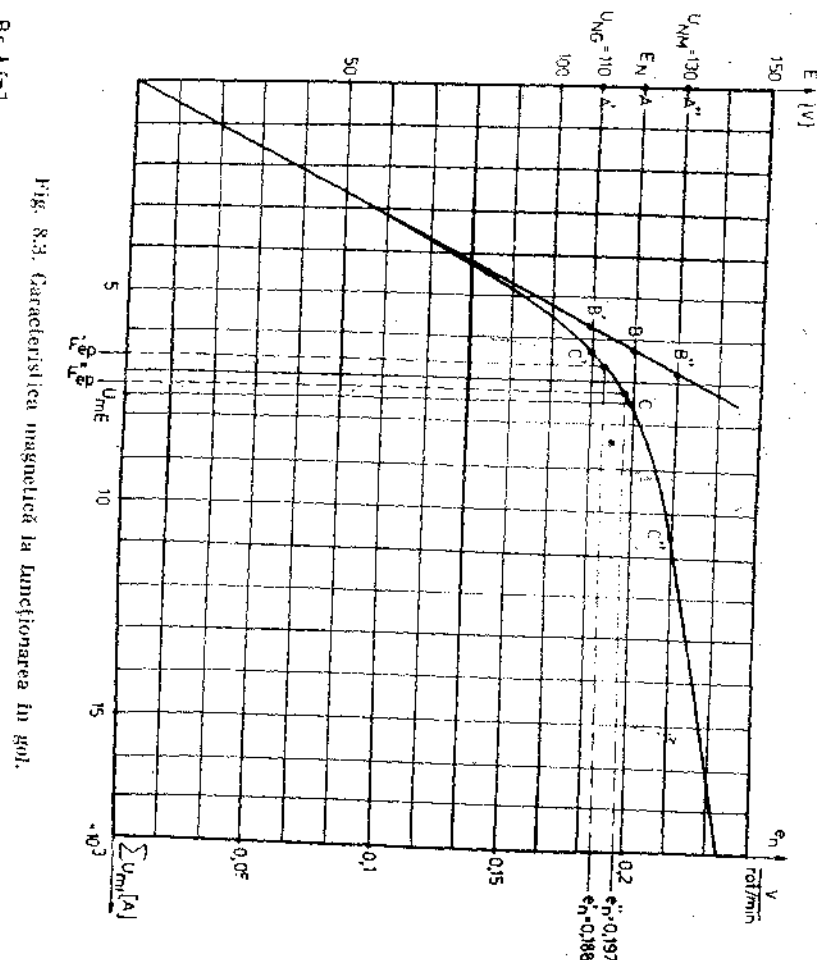


Fig. 8.3. Caracteristica magnetică la funcționarea în gol.

2) Solenația corespunzătoare reacției transversale a indusului pe pol se determină cu relația (7.48, c), deoarece mașina nu are în înfășurare de compensație:

$$F_{aq} = \frac{1}{6} \frac{\Delta B_1 - \Delta B_2}{\Delta B_1 + \Delta B_2} b_l A = \frac{1}{6} \cdot \frac{0,82 - 0,16}{0,82 + 0,16} \cdot 15,35 \cdot 361 = 622 \text{ A.} \quad (8.31)$$

3) Solenația corespunzătoare reacției longitudinale a indusului:

$$F_{ad} = 0,$$

deoarece, avînd poli auxiliari, perile sînt calate în axa neutră geometrică.

4) Solenația de excitație la sarcină nominală pentru o pereche de poli pe baza relației (7.48) este:

$$F_{cN} = 1,05[U_{mE} + 2(F_{aq} + F_{ad})] = 1,05[7\,603 + 2 \cdot 622] = 9\,290 \text{ A.} \quad (8.32)$$

în care U_{mE} (pentru ambele regimuri) are valoarea din relația (8.30) și corespunde t.e.m. nominale E_N .

8.10. CALCULUL ÎNFĂȘURĂRILOR DE EXCITAȚIE

Mașinile avînd excitație mixtă, în conexiune adițională, rezultă conform relației (7.52):

$$F_{cN} = F_{ep} + F_{cs}.$$

1) Solenația înfășurării de excitație derivație pentru fiecare regim, rezultă în funcție de rolul pe care îl are aceasta la fiecare.

La generator, conform relației (7.53):

$$F_{ep} = 1,05 U_{n0} = 1,05 \cdot 6\,300 = 6\,615 \text{ A,}$$

în care din, figura 8.3;

$$U_{n0} = \overline{A'C'} = 6\,300 \text{ A} \quad (8.32, a),$$

pentru tensiunea nominală a generatorului $U_{NG} = 110 \text{ V}$.

La motor, pentru e'_n și e''_n , conform relației (7.57, a):

$$e_n = \frac{U_N}{(1,1 + 1,15)n_N} = \frac{130}{(1,1 + 1,15)600} = 0,188 \div 0,197 \text{ V/rot/min, deci:}$$

$$e'_n = 0,188 \text{ și } e''_n = 0,197, \text{ pentru}$$

care, de pe caracteristica de magnetizare din figura 8.3 (scara din dreapta) rezultă:

$$F'_{ep} = 6\,600 \text{ A;}$$

$$F''_{ep} = 7\,250 \text{ A.}$$

2) Solenația înfășurării de excitație serie:

— conform relației (7.54):

$$F_{cs} = F_{cN} - F_{ep} = 9\,290 - 6\,615 = 2\,675 \text{ A.}$$

— conform relației (7.57, b):

$$F_{cs} = F_{cN} - (F'_{ep} + F''_{ep}) = 9\,290 - (6\,600 + 7\,250) = 2\,040 \div 2\,690 \text{ A.}$$

Limitele valorilor, numărului de spire pe pol al înfășurării de excitație serie, conform relației (7.57, c),

$$w_{cs} = \frac{C_s(F'_{cs} \div F''_{cs})}{2I_a} = \frac{2(2\,040 \div 2\,690)}{2 \cdot 790} =$$

$= 2,58 \div 3,4$ spire, în care, ca și la generator se ia $C_s = 2$.

Se iau:

$$w_{cs} = 3 \text{ spire/pol,}$$

cărora la corespunde solenația înfășurării de excitație serie (de stabilizare a turației):

$$F_{cs} = \frac{2w_{cs}I_a}{C_s} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 790}{2} = 2\,370 \text{ A.}$$

Valoarea solenației ce trebuie acoperită de înfășurarea de excitație derivație va fi deci:

$$F_{ep} = F_{cN} - F_{cs} = 9\,290 - 2\,370 = 6\,920 \text{ A.} \quad (8.32, a)$$

3) Tensiunea de excitație a înfășurării derivație:

$$U_e = 0,75 U_N = 0,75 \cdot 110 = 82,5 \text{ V.} \quad U_c = 0,725 \cdot 130 = 94 \text{ V.} \quad (8.33)$$

4) Lungimea medie a spirei înfășurării de excitație derivație, conform relației (7.49, a), este (considerînd aceleași dimensiuni ale înfășurării derivației de la generator și motor):

$$l_{med} \approx 2[(l_m + b_b) + (b_m + b_i)] = 2[(27 + 4,5) + (9 + 4,5)] = 90 \text{ cm,}$$

în care s-a considerat (orientativ) grosimea bobinei (care este și definiția — rezultată pe desenul la scară),

$$b_b \approx 45 \text{ mm (v. și desenul de ansamblu, fig. 8.6).}$$

5) Secțiunea conductorului înfășurării de excitație derivație, conform relației (7.49), este:

$$s_{ep} = \rho_v \frac{pl_{med}F_{ep}}{U_e} = 1,38 \cdot \frac{1}{56} \cdot \frac{3 \cdot 0,9 \cdot 6\,920}{94} = 4,89 \text{ mm}^2, \quad (8.34)$$

$$\frac{1}{56} \cdot \frac{3 \cdot 0,9 \cdot 6\,615}{82,5} = 5,33 \text{ mm}^2,$$

în care, pentru clasa de izolație F, s-a considerat, conform relației (7.102):

$$\rho_{115} = 1,38\rho_{20} = 1,38 \cdot \frac{1}{56} \frac{\Omega \text{ mm}^2}{\text{m}}.$$

Deoarece, în cazul în care s-ar lua conductor rotund ar rezulta diametrul acestuia mare, se folosește (în ambele situații) conductor profilat din cupru, izolat cu email tereftalic (clasă F).

Se alege, astfel, din STAS 2873/1-86 (anexa 7), conductorul
Sîrmă O-3,15×1,8 PET, | Sîrmă O-3,15×1,6 PET,
STAS 2873/1-86 = 5,31 mm². | STAS 2873/1-86 = 4,83 mm².

6) Curentul de excitație în înfășurarea derivație :

$$i_e = s_{ce} J_e = 5,31 \cdot 2,5 = 13,3 \text{ A}, \quad | \quad i_e = 4,83 \cdot 2,5 = 12 \text{ A}, \quad (8.35)$$

unde, conform tabelului 7.3 s-a ales densitatea de curent :

$$J_e = 2,5 \text{ A/mm}^2.$$

7) Numărul de spire pe pol al înfășurării de excitație derivație conform relației (7.50) :

$$w_e = \frac{F_{ce}}{2i_e} = \frac{6.615}{2 \cdot 13,3} = 248 \text{ spire.} \quad | \quad w_e = \frac{6.920}{2 \cdot 12} = 288 \text{ spire.}$$

8) Construind la scară bobina de excitație derivație (v. secțiunea transversală din ansamblul general, fig. 8.6), reiese grosimea considerată a bobinei (b_e) și, deci, aceeași lungime medie a spirii.

Rezistența înfășurării de excitație derivație (rel. 7.51) este :

$$R_{e115} = \rho_{115} \frac{2pw_e l_{emd}}{s_{ce}} = \quad | \quad R_{e115} = 1,38 \cdot \frac{1}{56} \cdot \frac{288 \cdot 0,9}{4,83} = 7,93 \text{ } \Omega. \quad (8.36)$$

$$= 1,38 \cdot \frac{1}{56} \cdot \frac{6 \cdot 248 \cdot 0,9}{5,31} = 6,21 \text{ } \Omega.$$

9) Verificarea tensiunii de excitație :

$$U_e = R_{e115} i_e = 6,21 \cdot 13,3 = 82,6 \text{ V}, \quad | \quad U_e = 7,93 \cdot 12 = 95 \text{ V}, \quad (8.37)$$

foarte apropiate de valorile alese.

10) Curentul din indus (valoare exactă) :

$$I_{ag} = I_{NG} + i_e = 775 + 13,3 = \quad | \quad I_{ag} = I_{NM} - i_e = 805 - 12 =$$

$$= 788,3 \text{ A.} \quad | \quad = 793 \text{ A.} \quad (8.37. a)$$

După cum se observă, aceste valori sînt foarte apropiate de cele calculate inițial (v. paragraful 8.1 punctul 2), adică se pot considera bune calculele efectuate pentru A , J_e , P , etc.

11) Numărul de spire pe pol al înfășurării de excitație serie (rel. 7.59) :

$$w_{es} = \frac{C_s F_{es}}{2I_a} = \frac{2 \cdot 2.675}{2 \cdot 788,3} = \quad | \quad w_{es} = 3 \text{ spire/pol, stabilit mai sus} \quad (8.38)$$

$$= 3,39 \text{ spire/pol.}$$

Se iau $w_{es} = 4$ spire.

S-a considerat $C_s = 2$ (cîte 3 poli pe fiecare cale de curent).

12) Secțiunea conductorului înfășurării de excitație serie este :

$$s_{es} = \frac{I_a}{C_s J_s} = \frac{788,3}{2 \cdot 4} = 98,5 \text{ mm}^2, \quad | \quad s_{es} = \frac{793}{2 \cdot 4} = 99,1 \text{ mm}^2, \quad (8.38. a)$$

unde s-a ales, conform punctului 7.3.1, densitatea de curent pentru bobine din bare (într-un strat) și clasă F de izolație :

$$J_s = 4 \text{ A/mm}^2$$

Din STAS 2873/1-86 (anexa 7) se alege conductor neizolat Sîrmă O-25××4 STAS 2873/1-86 = 99,1 mm², izolația între spire fiind din folie electroizolantă de micafoliu preimpregnat de 0,25 mm, lipit cu lacul în care a fost impregnat, clasă de izolație F.

Dispunerea bobinelor de excitație pe polul principal este arătată în desenul de ansamblu general (fig. 8.6), de unde a reieșit că dimensiunile polilor principali au fost calculate bine.

8.11. COLECTORUL ȘI PERIILE

1) Diametrul colectorului (v. și rel. 8.5) :

$$D_k = 0,75 D = 32 \text{ cm.}$$

2) Pasul la colector :

$$t_k = \frac{\pi D_k}{K} = \frac{\pi \cdot 32}{61} = 1,65 \text{ cm.} \quad (8.39)$$

3) Viteza periferică a colectorului (rel. 7.63) :

$$v_k = \frac{\pi D_k n}{60} = \frac{\pi \cdot 0,32 \cdot 600}{60} \approx 10 \text{ m/s.} \quad (8.39. a)$$

4) Dimensiunile periei. Conform relației (7.64, a) :

$$\beta_{pe} = \frac{b_{pe}}{t_k} = 2 \div 4,$$

de unde : $b_{pe} = \beta_{pe} t_k = (2 \div 4) \cdot 1,65 = 3,3 \div 6,6 \text{ cm.}$

Deoarece pasul t_k este mare, ceea ce conduce la lățimi b_{pe} mari, se stabilește conform STAS 4199-76 (v. anexa 12) următoarea perie :

$b_{pe} t_{pe} = 25 \cdot 50 \text{ mm}^2 = 12,5 \text{ cm}^2$, pentru care corespunde :

$$\beta_{pe} = \frac{2,5}{1,65} = 1,5. \quad (8.40)$$

5) Se alege, pe baza indicațiilor din tabelul 7.6, ținînd cont că viteza periferică, este relativ mică, următorul tip de perii :

- calitatea periei, electrografit ;
- simbolul, EG5 ;
- căderea de tensiune pe o pereche de perii, $\Delta U_{pe} = 2,3 \div 3 \text{ V}$;
- coeficientul de frecare, $\mu_{pe} = 0,18$;
- densitatea de curent admisibilă, $J_{pe} = 12 \text{ A/cm}^2$;
- viteza maximă admisibilă, $v_{l,max} = 45 \text{ m/s}$;
- presiunea normală, $p_{pe} = 25 \text{ kPa}$.

6) Secțiunea periiilor, pe o tijă a port-periei, conform relației (7.65) :

$$s_{pe} = \frac{I_a}{p J_{pe}} = \frac{790}{3 \cdot 10} = 26,3 \text{ cm}^2.$$

7) Numărul periiilor de pe o tijă (rel. 7.66):

$$n_{pe} = \frac{s_{pe}}{b_{pe} l_{pe}} = \frac{26,3}{2,5 \cdot 5} = 2,1.$$

Se alege $n_{pe} = 2$ perii pe tijă, pentru care rezultă:

$$s_{pe} = n_{pe} b_{pe} l_{pe} = 2 \cdot 2,5 \cdot 5 = 25 \text{ cm}^2 = 25 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \quad (8.41)$$

și:

$$J_{pe} = \frac{I_a}{p s_{pe}} = \frac{790}{3 \cdot 25} = 10,5 \text{ A/cm}^2 < 12 \text{ A/cm}^2 \text{ admis.}$$

8) Lungimea utilă a colectorului conform relației (7.67):

$$l_k = (n_{pe} + 0,5)(l_{pe} + 0,5 \text{ cm}) + 2a_k = 2,5 \cdot 5,5 + 2 \cdot 11, \approx 16 \text{ cm}, \quad (8.42)$$

în care s-a considerat (v. fig. 7.21):

$$a_k \approx 1,1 \text{ cm.}$$

— Lungimea geometrică a colectorului conform relației (7.67, a):

$$l_{gk} = l_k + 3 \text{ cm} = 16 + 3 = 19 \text{ cm.}$$

9) Pierderile prin frecarea periiilor pe suprafața colectorului conform relației (7.68, a):

$$P_{fpe} = \mu_{pe} p_{pe} 2 p s_{pe} v_k = 0,18 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 6 \cdot 25 \cdot 10^{-4} \cdot 10 = 675 \text{ W.} \quad (8.43)$$

10) Pierderile prin contactul de trecere (rel. 7.68, b):

$$P_{ct} = I_a \Delta U_{pe} = 790 \cdot 2,5 = 1975 \text{ W.} \quad (8.43, a)$$

11) Încălzirea colectorului, conform relației (7.68):

$$\theta_{col} = \frac{P_{fpe} + P_{ct}}{\pi D_k l_{gk} \alpha_k} = \frac{675 + 1975}{\pi \cdot 0,32 \cdot 0,19 \cdot 161} = 86^\circ \text{C} < 100^\circ \text{C admis}$$

pentru clasa de izolație F a înfășurării și în care:

$$\alpha_k = 50(1 + 0,7\sqrt{\theta_k}) = 50(1 + 0,7\sqrt{10}) = 161 \text{ W/m}^2\text{C} \quad (8.44)$$

8.12. TENSIUNEA ELECTROMOTOARE DE COMUTAȚIE

1) Viteza periferică a indusului conform relației (7.69, a):

$$v_a = \frac{\pi D n}{60} = \frac{\pi \cdot 42,5 \cdot 10^{-2} \cdot 600}{60} = 13,35 \text{ m/s.} \quad (8.45)$$

2) Coeficientul scăpărilor totale ale secției de comută conform relației (7.69, b):

$$\xi = \mu_0 [k_\lambda (\lambda_c + \lambda_z + \lambda_{c'}) + \lambda_f] = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} [1,2(1,68 + 1,4) + 1,37] = 6,36 \cdot 10^{-6} \quad (8.46)$$

unde:

$$a) \text{ din figura 7.22 pentru: } u = 1; \beta_{pe} = 1,5 \text{ și } \epsilon_k = \left| \frac{K}{2p} - y_1 \right| = \left| \frac{61}{6} - 10 \right| \approx 0,17$$

se determină $k_\lambda \approx 1,2$;

b) permeanța geometrică specifică a fluxului magnetic de scăpări al creștăturii, conform relației (7.10) și figurii 8.1 este:

$$\lambda_c = \frac{h_1 - h_4}{3b_c} + \frac{h'_2}{b_c} + \frac{h_3}{4b_c} = \frac{22,2 - 1}{3 \cdot 8} + \frac{6,15}{8} + \frac{1}{4 \cdot 8} = 1,68; \quad (8.46, a)$$

c) permeanța geometrică specifică a fluxului magnetic de scăpări prin capetele dinților conform relației (7.75, a) deoarece:

$a_r + 2b_{d1} = 0,8 + 2 \cdot 1,39 = 3,58 \text{ cm} < b_{pk} = 3,6 \text{ cm}$ (v. $b_{pk} = 3,6 \text{ cm}$ mai jos) rezultă:

$$\lambda_z = \frac{2b_{d1}}{4k_{ck}\delta_k} = \frac{2 \cdot 1,39}{4 \cdot 1,1 \cdot 0,45} = 1,4, \quad (8.46, b)$$

unde s-au considerat:

— lățimea maximă a dintelui (rel. 8.23):

$$b_{d1} = b_{dmax} = 1,39 \text{ cm};$$

— întrefierul polului auxiliar, conform relațiilor (7.77)

$$\delta_k \approx 0,01 \text{ D} = 0,01 \cdot 42,5 \approx 0,45 \text{ cm}; \quad (8.47)$$

— coeficientul lui Carter pentru poli auxiliari conform relației (7.34, a), care este mai exactă:

$$k_{ct} = \frac{t_1}{t_1 - \gamma_k \delta_k} = \frac{2,19}{2,19 - 0,46 \cdot 0,45} = 1,1, \quad (8.48)$$

unde:

$$\gamma_k = \frac{\left(\frac{b_c}{\delta_k}\right)^2}{5 + \frac{b_c}{\delta_k}} = \frac{\left(\frac{8}{4,5}\right)^2}{5 + \frac{8}{4,5}} = 0,465;$$

— lățimea zonei de comutație (rel. 7.76, b):

$$b_{zc} = \left[b_{pe} + \left(u + \epsilon_k - \frac{a}{p} \right) t_k \right] \frac{D}{D_k} = \left[2,5 + \left(1 + 0,17 - \frac{1}{3} \right) 1,65 \right] \frac{42,5}{32} = 5,15 \text{ cm}; \quad (8.49)$$

— lățimea picsei polare a polului auxiliar (rel. 7.76):

$$b_{pk} \approx 0,7 \text{ } b_{zc} = 0,7 \cdot 5,15 \approx 3,6 \text{ cm}; \quad (8.50)$$

d) permeanța geometrică specifică datorită bandajului magnetic pe partea activă a indusului $\lambda_{Lj} = 0$ (nu există bandaj pe partea activă);

e) permeanța geometrică specifică a fluxului magnetic de scăpări în părțile frontale (rel. 7.79) considerând cazul dezavantajos că există bandaj feromagnetic pe părțile frontale

$$\lambda_f = 1 \frac{t_f}{t_i} = 1 \cdot \frac{32,25}{23,5} = 1,37 \quad (8.46, c)$$

în care, din figura 8.2. se determină cu relația (7.80) lungimea frontală a capătului de bobină (măsurată pe vederea din stînga figurii):

$$l_f = l_{ACDEF} \approx 2(a + l_{BC}) + \pi r_{med} = 2(1,5 + 12,5) + \pi \cdot 1,35 = 32,25 \text{ cm.} \quad (8.51)$$

3) **Valoarea medie a t.e.m. de comutație** conform relației (7.69):

$$e_{Rmed} = 2w_s v_a l_i A \xi = 2 \cdot 1 \cdot 13,35 \cdot 0,235 \cdot 361 \cdot 10^2 \cdot 6,36 \cdot 10^{-6} = 1,44 \text{ V.} \quad (8.52)$$

Deoarece $e_{Rmed} < 2 \text{ V}$ este posibil ca, din acest punct de vedere, mașina să nu fie prevăzută cu poli auxiliari.

Astfel de mașini însă, la puterea de 85 kW, se prevăd oricum cu poli auxiliari și de aceea se poate trece direct la calculul acestora.

4) **Se calculează, totuși, și t.e.m. indusă în secția ce comută de cîmpul magnetic de reacție transversală a indusului** (rel. 7.81), care ar exista cînd nu s-ar prevedea poli auxiliari:

$$e_{aq} = 2w_s v_a l_i B_{aq} = 2 \cdot 1 \cdot 13,35 \cdot 0,235 \cdot 0,146 \approx 0,916 \text{ V,} \quad (8.53)$$

în care s-a luat conform relației (7.82):

$$B_{aq} \approx \mu_0 \frac{A}{1 - \alpha_p} = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{361 \cdot 10^2}{1 - 0,69} = 0,146 \text{ T.}$$

Se observă că, în conformitate cu relația (7.83):

$$e_{Rmed} + e_{aq} = 1,44 + 0,916 = 2,35 \text{ V} > 2 \text{ V,}$$

ceea ce înseamnă că este necesar ca mașina să fie prevăzută cu poli de comutație.

8.13. CALCULUL POLILOR AUXILIARI

1) Considerînd că:

$$l_{Li} = l_i \text{ (adică } l_L = l_m),$$

inducția magnetică în întrefierul polului auxiliar conform relației (7.86) este:

$$B_{\delta k} = \xi A = 6,36 \cdot 10^{-6} \cdot 361 \cdot 10^2 = 0,229 \text{ T.} \quad (8.54)$$

2) **Fluxul magnetic util din întrefierul polului auxiliar** conform relației (7.87):

$$\Phi_k = B_{\delta k} l_k b_{pk} = 0,229 \cdot 0,235 \cdot 3,6 \cdot 10^{-2} = 1,94 \cdot 10^{-3} \text{ Wb.} \quad (8.54, a)$$

3) **Lățimea miezului feromagnetic al polului auxiliar** (rel. 7.87, a):

$$b_{mk} = \frac{\Phi_k \sigma_k}{l_k B_{mk}} = \frac{1,94 \cdot 10^{-3} \cdot 3,2}{0,27 \cdot 0,7} = 3,28 \cdot 10^{-2} \text{ m} = 3,28 \text{ cm.}$$

unde:

- lungimea polului auxiliar, $l_k = l_m = 27 \text{ cm}$;
- inducția magnetică în miezul polului auxiliar, $B_{mk} = 0,7 \text{ T}$;
- coeficientul de scăpări al polilor auxiliari:

$$\sigma_k = \frac{\Phi_k + \Phi_{\sigma k}}{\Phi_k} = \frac{1,94 \cdot 10^{-3} + 4,27 \cdot 10^{-3}}{1,94 \cdot 10^{-3}} = 3,2, \quad (8.55)$$

în care:

— fluxul magnetic de scăpări al polului auxiliar conform relației (7.88):

$$\Phi_{\sigma k} = F_k l_{Li} \mu_0 \lambda_{\sigma k} = 13654 \cdot 0,235 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,06 = 4,27 \cdot 10^{-3} \text{ Wb,}$$

cu:

— solenația înfășurării polilor auxiliari pe o pereche de poli, avînd în vedere că, $\delta_{k1} \approx 1,1 \delta_k$ (v. rel. 8.56, a).

$$F_k \approx 1,7 F_{a1} = 1,7 \cdot 8032 = 13654 \text{ A;}$$

— solenație de reacție a indusului pe un pas polar, conform relației (7.88, a):

$$F_{ak} = A \tau = 361 \cdot 22,25 = 8032 \text{ A;} \quad (8.55, a)$$

— permeanța geometrică specifică pentru fluxul magnetic de scăpări al polului auxiliar, conform relației (7.88, d):

$$\lambda_{\sigma k} = \frac{h_{pk}}{c_{pk}} + \frac{h_{pk}'}{c_{pk}'} + 0,75 \frac{h_{kk}}{c_{mk}} = \frac{0,6 \cdot 10^{-2}}{3 \cdot 10^{-2}} + \frac{0,009}{0,048} + 0,75 \cdot \frac{0,09}{0,1} = 1,06. \quad (8.55, b)$$

Mărimile geometrice care intervin în relația (8.55, b) se calculează cu relațiile (v. fig. 7.27 și 8.5):

$$h_{pk} = \frac{b' - b_{pk}}{2} = \frac{(4,8 - 3,6) \cdot 10^{-2}}{2} = 0,6 \cdot 10^{-2} \text{ m;}$$

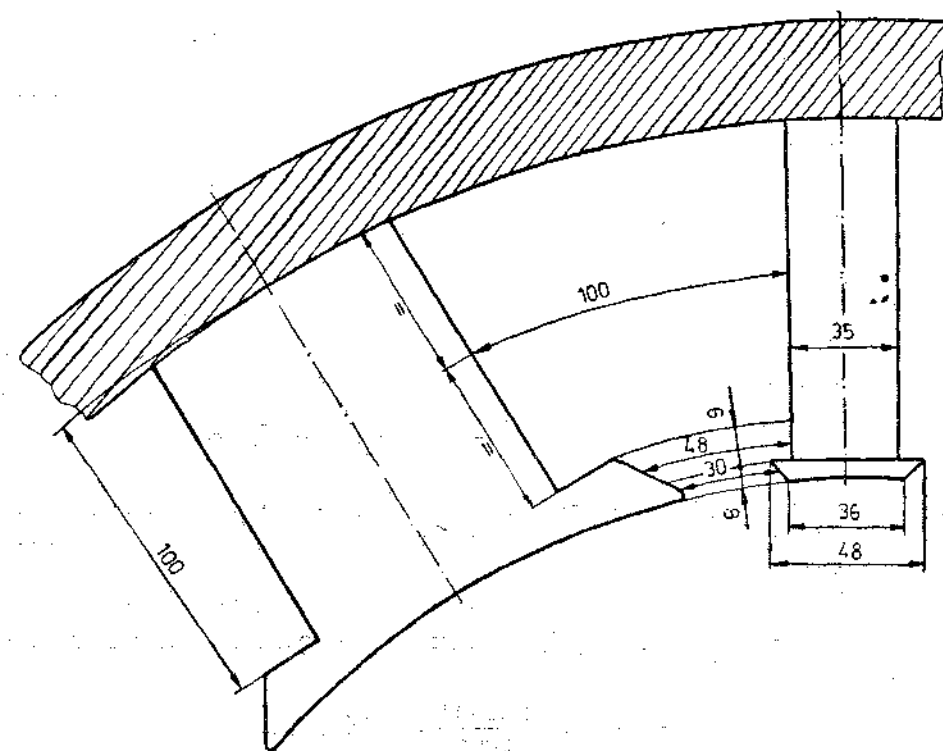


Fig. 8.5. Elementele geometrice necesare calculului fluxului magnetic de scăpări al polului auxiliar.

— considerînd că polul auxiliar are forma din figura 7.25, c:

$$b' = b_{mk}'' + (0,5 \div 1,5) \text{ cm} = 3,08 + (0,5 \div 1,5) = 3,58 \div 4,58 \text{ cm},$$

unde:

$$b_{mk}'' = b_{mk} = \frac{\sigma_k \Phi_k}{l_k B_{mk}} = \frac{3 \cdot 1,94 \cdot 10^{-2}}{0,27 \cdot 0,7} = 3,08 \cdot 10^{-2} \text{ m} = 3,08 \text{ cm}.$$

S-a considerat inducția magnetică în miezul polului auxiliar $B_{mk} = 0,7 \text{ T}$, iar b_{mk}'' este valoarea aproximativă a lățimii miezului polului auxiliar (calculată pentru o valoare inițială a lui $\sigma_k = 3$).

S-a luat constructiv $b' = 48 \text{ mm}$ (v. fig. 8.5);

$$h_{bk} = 0,85(h_m + h_p + \delta - \delta_k) = 0,85(0,1 + 0,008 + 0,003 - 0,0045) = 0,09 \text{ m};$$

$$h_p'' \approx h_{pk} - h_{pk} = 15 - 6 = 9 \text{ mm} = 0,009 \text{ m},$$

iar lungimile medii ale liniilor cîmpului magnetic de scăpări (v. fig. 8.5 și fig. 7.27) sînt:

$$c_{pk} = 30 \text{ mm} = 3 \cdot 10^{-2} \text{ m};$$

$$c_p'' = 48 \text{ mm} = 4,8 \cdot 10^{-2} \text{ m};$$

$$c_{mk} = 100 \text{ mm} = 0,1 \text{ m}.$$

Se rotunjește $b_{mk} = 3,5 \text{ cm}$ și rezultă:

$$B_{mk} = 0,656 \text{ T}. \quad (8.56)$$

4) Lățimea întrefierului reglabil (rel. 7.90):

$$\begin{aligned} \delta_{k1} &= (0,75 \div 1,25) \delta_k = (0,75 \div 1,25) \cdot 0,45 = \\ &= 0,337 \div 0,562 \text{ cm}. \end{aligned} \quad (8.65, a)$$

Se stabilește $\delta_{k1} = 0,5 \text{ cm}$.

5) Solenația înfășurării polului auxiliar, pentru o pereche de poli, considerînd că circuitul magnetic al polului auxiliar nu este saturat ($\sum U_{m\text{Fe}k} \ll U_{m\delta k}$) rezultă conform relației (7.91, b):

$$\begin{aligned} F_k &= 1,05 \left(2 \frac{B_{\delta k}}{\mu_0} k_{ck} \delta_k + 2 \frac{B_{\delta k1}}{\mu_0} \delta_{k1} \right) + F_{ak} = \\ &= 1,05 \left(2 \cdot \frac{0,229}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 1,1 \cdot 0,45 \cdot 10^{-2} + 2 \cdot \frac{0,656}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 0,5 \cdot 10^{-2} \right) + 8032 = 15407 \text{ A} \end{aligned} \quad (8.57)$$

unde: inducția magnetică în întrefierul reglabil $B_{\delta k1} = B_{mk} = 0,656 \text{ T}$.

6) Numărul de spire pe pol, considerînd o singură cale de curent (înseriere normală cînd $C_k = 1$), conform relației (7.93):

$$w_k = \frac{C_k F_k}{2I_a} = \frac{1 \cdot 15407}{2 \cdot 790} = 9,75 \text{ spire}.$$

Se adoptă:

$$w_k = 10 \text{ spire}. \quad (8.58)$$

7) Secțiunea conductorului, considerînd aceeași densitate de curent ca și în înfășurarea de excitație serie a generatorului:

$$J_k = J_s = 4 \text{ A/mm}^2$$

rezultă conform relației (7.93, a):

$$s_{ck} = \frac{I_a}{C_k J_k} = \frac{790}{1 \cdot 4} = 198 \text{ mm}^2.$$

Din STAS 2873/1-86 (anexa 7, tabelul 7.II), se alege conductorul de cupru din bare în stare moale (starea O):

$$\text{Bară O} - 25 \times 8 \text{ STAS 2873/1-86} = 198 \text{ mm}^2. \quad (8.58, a)$$

Conductorul este neizolat, bobina rezultînd într-un singur strat prin îndoirea acestuia pe cant (muchie); ca în figura 7.29.

Verificarea posibilității îndoirii pe muchie a conductorului ales, cu raza interioară $R = 20 \text{ mm}$ (v. fig. 8.10), se face cu relația (7.94):

$$R = 20 \text{ mm} \geq R_{min} = 0,05 \frac{b^2}{h} = 0,05 \frac{25^2}{8} = 3,9 \text{ mm},$$

condiție care este îndeplinită.

Izolația între spire este din micafoliu preimpregnat de 0,25 mm, lipită pe conductor (clasa F de izolație).

Din desenul la scară, în secțiunea transversală a mașinii (fig. 8.6), rezultă că dimensiunile conductoarelor pentru înfășurările polilor principali și auxiliari sînt bine alese, avînd o utilizare corespunzătoare a spațiului dintre poli, precum și posibilitatea răcirii înfășurărilor.

8) Stabilirea formei piesei polare și a întrefierului polilor auxiliari se face pe baza celor prezentate în paragraful 7.9.3.

Permeanțele geometrice specifice ale laturilor de secție se determină cu relațiile (7.95), ținînd cont de figurile 7.30 și 8.1. Se obțin valorile:

$$\begin{aligned} \lambda_i &= \frac{h}{3b_c} + \frac{h_s + h + h_r}{b_c} + \frac{3h_s}{b + 2b_c} + \lambda_z + \lambda_f = \\ &= \frac{10,6}{3 \cdot 8} + \frac{1 + 10,6 + 1,15 + 1}{8} + \frac{3 \cdot 4}{13 + 2 \cdot 8} + 1,4 + 1,37 = 5,34; \\ \lambda_s &= \frac{h}{3b_s} + \frac{h_s + h_r}{b_s} + \frac{3h_s}{b + 2b_s} + \lambda_z + \lambda_f = \frac{10,6}{3 \cdot 8} + \frac{1,15 + 1}{8} + \frac{3 \cdot 4}{13 + 2 \cdot 8} + \\ &\quad + 1,4 + 1,37 = 3,895; \end{aligned} \quad (8.59)$$

$$\lambda_m = \frac{h}{2b_s} + \frac{h_s + h_r}{b_s} + \frac{3h_s}{b + 2b_s} + \lambda_z = \frac{10,6}{2 \cdot 8} + \frac{1,15 + 1}{8} + \frac{3 \cdot 4}{13 + 2 \cdot 8} + 1,4 = 2,745,$$

unde:

$$h = h_s = h_t = \frac{h_1 - h_2}{2} = \frac{22,2 - 1}{2} = 10,6 \text{ mm este înălțimea conductorului}.$$

Corespunzător acestor permeanțe se determină t.e.m. de autoinducție cu relațiile (7.96):

$$e_i = \mu_0 w_k^2 l_i \lambda_i \frac{2i_a}{T_s} = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1^2 \cdot 0,235 \cdot 5,34 \cdot \frac{2 \cdot 395}{3,6 \cdot 10^{-2}} = 0,346 \text{ V};$$

$$e_s = \mu_0 w_{\lambda}^2 \lambda_s \frac{2I_0}{T_s} = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1^2 \cdot 0,235 \cdot 3,895 \frac{2 \cdot 395}{3,6 \cdot 10^{-3}} = 0,252 \text{ V}; \quad (8.59, a)$$

$$e_m = \mu_0 w_{\epsilon}^2 l_{\epsilon} \lambda_m \frac{2l_s}{T} = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1^2 \cdot 0,235 \cdot 2,745 \cdot \frac{2 \cdot 395}{3,6 \cdot 10^{-9}} = 0,178 \text{ V}$$

unde, conform relației (7.97, a) :

$$T_s = \left(\beta_{pe} + 1 - \frac{m}{p} \right) T_k = \left(1,515 + 1 - \frac{1}{3} \right) 1,65 \cdot 10^{-8} = 3,6 \cdot 10^{-8} \text{ s},$$

in care :

$$T_k = \frac{t_k}{v_k} = \frac{1,65 \cdot 10^{-3}}{10} = 1,65 \cdot 10^{-4} \text{ s};$$

$$t_k = 1,65 \text{ cm (v. rel. 8.39);}$$

$$v_k = 10 \text{ m/s (v. rel. 8.39, a)};$$

$$\beta_{pe} = \frac{b_{pe}}{t_e} = \frac{2,5}{1,65} = 1,515.$$

T.e.m. rezultantă indusă în secția 1, care este cuplată magnetic cu secțiile 11 și 52, cum rezultă din figura 8.7, se determină ca sumă a t.e.m. parțiale autoinduse date de relațiile (8.59, a), în funcție de cuplajul magnetic existent între secții la un moment dat.

În funcție de poziția perilor pe timpul comutației (deci și de timp), conform celor menționate în paragraful 7.9.3 punctul D și în figura 7.33, se obține reprezentarea schematică a timpilor de comutație pentru cele trei secții analizate, ca în figura 8.8, în care s-a considerat ca origine, momentul când secția I intră în comutație. După cum se observă din figura 8.7, secția II intră în comutație înaintea secției I cu $0,165 t_k$ (în spațiu), ceea ce reprezintă — $0,165 t/T_k$ în figura 8.8 (pentru T_k v. rel. 7.97, d).

Valorile t.e.m. rezultante induse în secția 1, cum rezultă din figura 8.8, sînt prezentate în tabelul 8.3.

Tabelul 8.3

Valorile t.e.m. rezultante, induse în secția 1

Intervalul de timp t/T_k	0—0,165	0,165—2,185	2,185—2,35
e_{r1} [V]	$e_s + e_i + e_m = 0,776$	$e_s + e_i + 2 e_m = 0,954$	$e_s + e_i + e_m = 0,776$

Pe baza datelor din tabelul 8.3 se construiește graficul t.e.m. rezultante din creștătura 1, pe durata comutației, care are forma din figura 8.9, din care rezultă :

$$e_{rmax} = 0,954 \text{ V},$$

$$e_{rmin} = 0,776 \text{ V},$$

iar conform relației (7.98) :

$$e_{rmed} = \frac{e_{rmax} + e_{rmin}}{2} = \frac{0,954 + 0,776}{2} = 0,865 \text{ V} \quad (8.59, b)$$

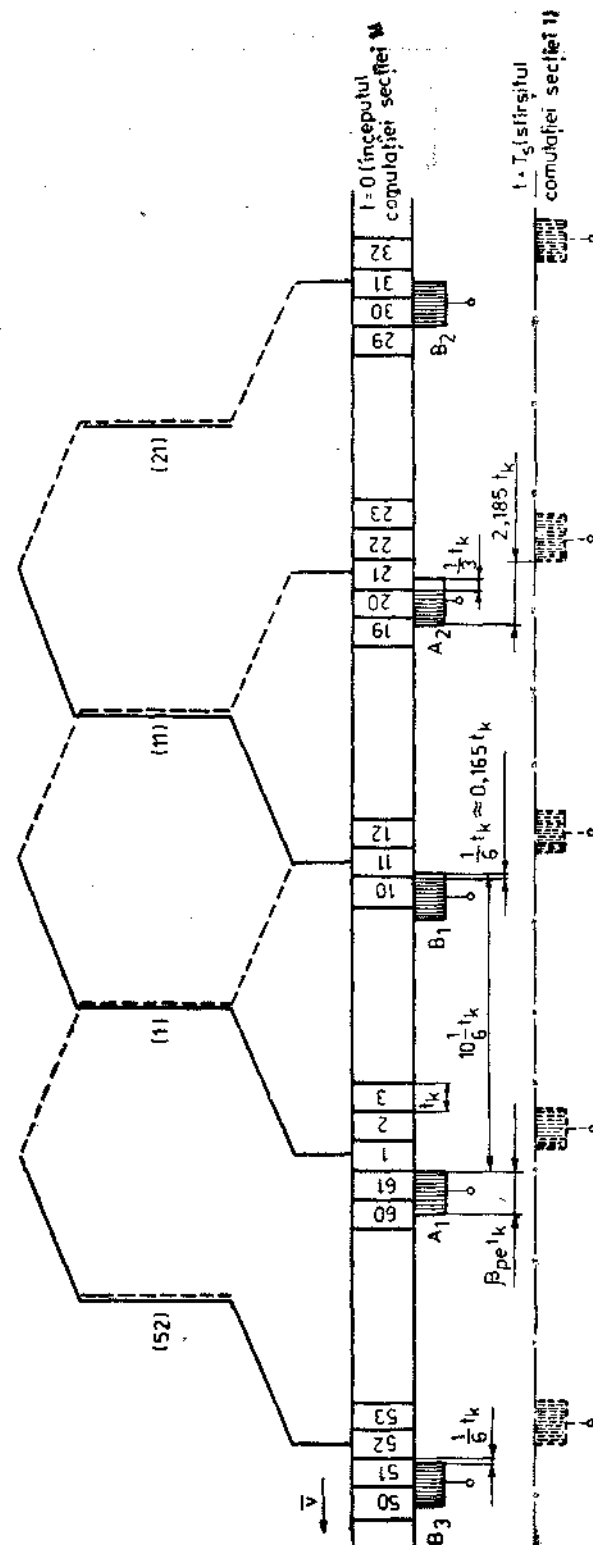


Fig. 8.7. Schema desfășurată, parțială, a înfășurării.

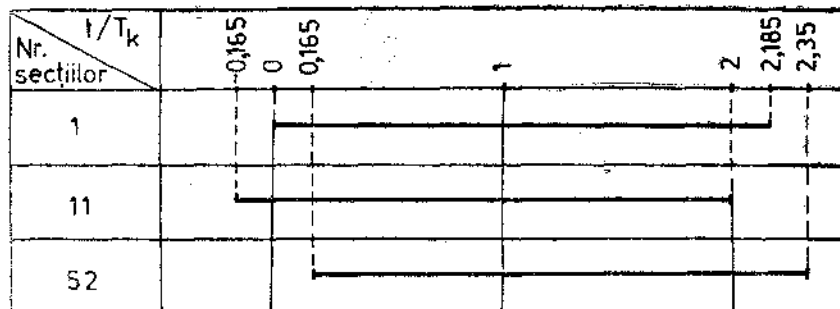


Fig. 8.8. Reprezentarea schematică a timpilor de comutație a secțiilor cuplate magnetic.

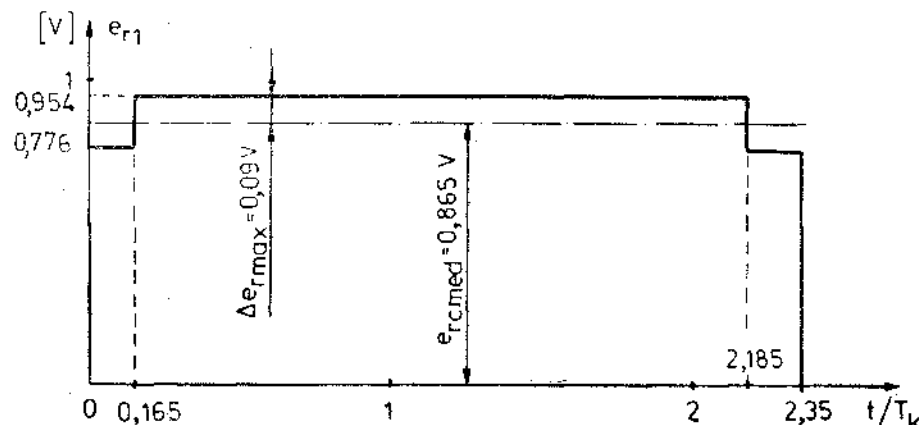


Fig. 8.9. Curba t.e.m. e_{r1} .

și conform relației (7.98, a):

$$\Delta e_{rmax} = \frac{e_{rmax} - e_{rmin}}{2} = \frac{0,954 - 0,776}{2} \approx 0,09 \text{ V.} \quad (8.59, c)$$

Deoarece abaterea maximă a t.e.m. de la valoarea medie Δe_{rmax} , este mică, se poate adopta pentru întrefierul principal al polului auxiliar o valoare constantă pe toată deschiderea b_{pk} a polului auxiliar.

În continuare se face o verificare a valorilor întrefierului principal și de reglaj al polilor auxiliari pentru t.e.m. medie a creștăturii obținută mai sus. (v. rel. 8.59, b).

Astfel, cu relațiile (7.99) și (7.99, b) corespunzătoare lui $e_{rmed} = 0,865 \text{ V}$ și considerând o comutație ușor accelerată la sarcină nominală, pentru care conform relației (7.86, a) se ia $\Delta U_{pe1} - \Delta U_{pe2} \approx 1,1 \text{ V}$, rezultă:

$$B_{\delta 1} = \frac{e_{rmed}}{2w_p v_{\delta 1}} + \frac{(\Delta U_{pe1} - \Delta U_{pe2})m}{2w_p v_{\delta 1} \beta_{pe}} = \frac{0,865}{2 \cdot 1 \cdot 13,35 \cdot 0,235} + \frac{1,1 \cdot 1}{2 \cdot 1 \cdot 13,25 \cdot 0,235 \cdot 1,515} = 0,253 \text{ T;}$$

$$\delta'_k = \frac{\mu_0}{2B_{\delta k}} \left[\frac{F_k - F_{ak}}{(1,05 \div 1,08)} - U_{m\delta 11} \right] = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}{2 \cdot 0,253} \left[\frac{15 \cdot 800 - 8 \cdot 032}{(1,05 \div 1,08)} - 2 \cdot \frac{0,656}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 0,5 \cdot 10^{-2} \right] = (4,90 \div 5,40) 10^{-3} \text{ m.}$$

Pentru $k_{ck} \approx 1,1$ ca în relația (8.48) rezultă:

$$\delta_k = \frac{\delta'_k}{k_{ck}} = \frac{4,90 \div 5,40}{1,1} = 4,45 \div 4,90 \text{ mm,}$$

valoare foarte apropiată de cea existentă ($\delta_k = 0,45 \text{ mm}$).

8.14. PARAMETRII ÎNFĂȘURĂRILOR

1) Rezistența înfășurării indusului, la $\vartheta = 115^\circ \text{C}$ (rel. 7.103), ținând cont și de relația (7.102) este:

$$R_{u115} = 1,38 \rho_{20} \frac{Nl_{med}}{(2a)^2 s_{cond}} = 1,38 \cdot \frac{1}{56} \cdot \frac{122 \cdot 57,25 \cdot 10^{-2}}{2^2 \cdot 65,6} = 6,56 \cdot 10^{-3} \Omega, \quad (8.60)$$

unde:

$$l_{med} = l_g + l_f = 25 + 32,25 = 57,25 \text{ cm.}$$

2) Rezistența înfășurării de excitație

a) derivație conform relației (8.36):

$$R_{e115} = 6,21 \Omega; \quad R_{e115} = 7,93 \Omega;$$

b) serie conform relației (7.104):

$$R_{s115} = \rho_{115} \frac{2pw_{\delta 1} l_{smed}}{C_{\delta s_{ce}}} = \left. \begin{aligned} R_{s115} &= 1,38 \cdot \frac{1}{56} \cdot \frac{6 \cdot 3 \cdot 0,82}{2^2 \cdot 99,1} = \\ &= 1,38 \cdot \frac{1}{56} \cdot \frac{6 \cdot 4 \cdot 0,82}{2^2 \cdot 99,1} = 1,22 \cdot 10^{-3} \Omega, \end{aligned} \right\} \begin{aligned} &= 0,917 \cdot 10^{-3} \Omega. \end{aligned} \quad (8.60, a)$$

în care cu relația (7.49, a), pentru $b_k = b_{cn} = 25 \text{ mm}$ (v. rel. 8.38, a) rezultă:

$$l_{smed} \approx 2[(l_m + b_i) + (b_m + b_n)] = 2[(27 + 2,5) + (9 + 2,5)] = 82 \text{ cm} = 0,82 \text{ m.}$$

3) Rezistența înfășurării polilor auxiliari conform relației (7.105):

$$R_{p115} = \rho_{115} \frac{2pw_{\delta 1} l_{wk}}{C_{\delta s_{ck}}} = 1,38 \cdot \frac{6 \cdot 10 \cdot 0,695}{1^2 \cdot 198} = 5,2 \cdot 10^{-3} \Omega, \quad (8.61)$$

în care conform figurii 8.10 (la scară) lungimea medie a spirei bobinei auxiliare este:

$$l_{wk} = 2L + 2\pi R_{med} = 2 \cdot 24,5 + 2 \cdot \pi \cdot 3,25 \approx 69,5 \text{ cm} = 0,695 \text{ m.}$$

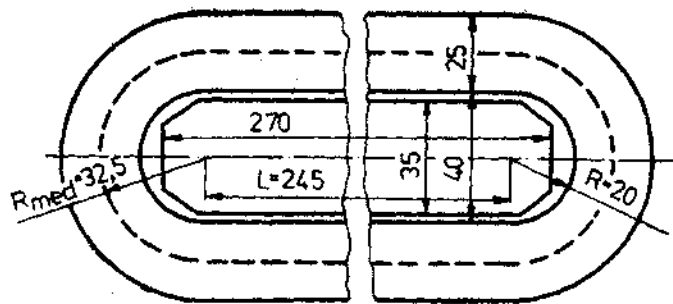


Fig. 8.10. Lungimea medie a spirei bobinei pentru polul auxiliar.

8.15. VERIFICAREA TENSIUNII ELECTROMOTOARE NOMINALE

T.e.m. nominală (valoarea definitivă) se determină cu relația (7.107):

$$\begin{aligned} E_{NG} = U_N + [(R_{a115} + R_{s115} + R_{k115})I_a + \Delta U_{pe}] &= 110 + \\ + [(6,56 + 1,22 + 5,2) \cdot 10^{-3} \cdot 788,3 + 2,5] &= 110 + 12,7 = 122,7 \text{ V.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E_{NM} = U_N - [(R_{a115} + R_{s115} + R_{k115})I_a + \Delta U_{pe}] &= 130 - \\ - [(6,56 + 0,917 + 5,2) \cdot 10^{-3} \cdot 793 + 2,5] &= 130 - 12,5 = 117,5 \text{ V.} \end{aligned}$$

(8.62)

După cum se observă, valorile t.e.m. (atât la generator cit și la motor) sînt apropiate de cele calculate inițial la paragraful 8.1, și de cea considerată (120 V), ceea ce înseamnă că, din acest punct de vedere, mașina este bine calculată (pentru ambele regimuri).

Vederea de ansamblu a mașinii cu cele două secțiuni (longitudinală și transversală) este prezentată în figura 8.6, a, iar elementele componente în fig. 8.6, b.

8.16. CALCULUL PIERDERILOR ȘI RANDAMENTULUI

Acest calcul se face în conformitate cu indicațiile de la capitolul 20.

8.16.1. PIERDERILE PRINCIPALE ÎN FIER

1) Pierderile în jugul rotorului conform relației (20.1):

$$P_{jr} = k_j p_j G_{jr} = 1,3 \cdot 2,63 \cdot 85,9 = 294 \text{ W,} \quad (8.63)$$

în care:

$$k_j = 1,3;$$

masa jugului rotor conform relației (20.1, a):

$$\begin{aligned} G_{jr} &= \gamma_{Fe} \frac{\pi}{4} (D_{rjr}^2 - D_{tjr}^2) k_{Fe} l_{Fe} 10^{-3} = \\ &= 7,8 \cdot \frac{\pi}{4} (36,7^2 - 26^2) \cdot 0,95 \cdot 22 \cdot 10^{-3} = 85,9 \text{ kg,} \end{aligned}$$

cu:

$$D_{tjr} = D_{tr} = 26 \text{ cm};$$

$$D_{rjr} = D - 2h_c = 42,5 - 2 \cdot 2,9 = 36,7 \text{ cm};$$

pierderile specifice în jugul rotorului (rel. 20.1, b):

$$p_{jr} = p_{10/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,5} B_{jr}^2 = 2,4 \cdot \left(\frac{30}{50} \right)^{1,5} \cdot 1,46^2 = 2,63 \text{ W/kg,}$$

cu:

$$f = 30 \text{ Hz};$$

$$B_{jr} = B_{ja} = 1,46 \text{ T};$$

$p_{10/50} = 2,4 \text{ W/kg}$ — pentru tablă silicioasă laminată la rece, cu cristale neorientate și grosimea de 0,5 mm.

2) Pierderile în dinții rotorului conform relației (20.2):

$$P_{dr} = k_d p_{dr} G_{dr} = 1,8 \cdot 4 \cdot 35,7 = 257 \text{ W,} \quad (8.64)$$

în care:

$$k_d = 1,8;$$

masa dinților rotorului (rel. 20.2, a):

$$G_{dr} = \gamma_{Fe} h_c b_{amed} l_{Fe} k_{Fe} Z \cdot 10^{-3} = 7,8 \cdot 2,9 \cdot 1,239 \cdot 22 \cdot 0,95 \cdot 61 \cdot 10^{-3} = 35,7 \text{ kg};$$

pierderile specifice în dinții rotorului (rel. 20.2, b):

$$p_{dr} = p_{10/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,5} B_{amed}^2 = 2,4 \cdot \left(\frac{30}{50} \right)^{1,5} \cdot 1,80^2 = 4 \text{ W/kg}$$

în care s-a considerat $B_{amed} = B'_{amed} = 1,80 \text{ T}$, deoarece B_{amed} este chiar la limita de 1,8 T.

3) Pierderile principale totale în fier:

$$P_{Fepr} = P_{jr} + P_{dr} = 294 + 257 = 551 \text{ W.} \quad (8.65)$$

8.16.2. PIERDERILE SUPLIMENTARE ÎN FIER LA FUNCȚIONAREA ÎN GOL

1) Pierderile de suprafață în piesa polară conform relației (20.5):

$$P_{supr} = 2p\tau\alpha_p l_p p_{supr} 10^{-4} = 6 \cdot 22,25 \cdot 0,69 \cdot 27 \cdot 666 \cdot 10^{-4} = 165 \text{ W,} \quad (8.66)$$

în care:

pierderile specifice de suprafață (rel. 20.5, a):

$$\begin{aligned} p_{supr} &= k_0 \left(\frac{Z_n}{10\,000} \right)^{1,5} (10B_{01})^2 = 7,2 \left(\frac{61 \cdot 600}{10\,000} \right)^{1,5} \cdot (10 \cdot 0,166 \cdot 2,19)^2 = \\ &= 666 \text{ W/m}^2 \end{aligned} \quad (8.66, a)$$

cu :

— $k_0 = 7,2$ — din tabelul 20.1 pentru poli din tole de tablă de oțel de 2 mm, fără prelucrare suplimentară.

— Amplitudinea variației inducției magnetice conform relației (20.5, b):

$$B_0 = \beta_0 k_0 B_8 = 0,16 \cdot 1,145 \cdot 0,91 = 0,166 \text{ T},$$

în care: $\beta_0 \approx 0,16$ luat din figura 20.1 pentru $\frac{a_r}{\delta} = \frac{b_r}{\delta} = \frac{8}{3} = 2,66$.

8.16.3. PIERDERILE TOTALE ÎN FIER LA FUNCȚIONAREA ÎN GOL

Conform relației (20.8):

$$P_{Fe} = P_{Fepr} + P_{supr} = 351 + 165 = 716 \text{ W}. \quad (8.67)$$

8.16.4. PIERDERILE ELECTRICE PRINCIPALE LA FUNCȚIONAREA ÎN SARCINĂ NOMINALĂ

1) Pierderile în înfășurarea indusului (rel. 20.10, a):

$$P_a = R_{a0} I_a^2 = 6,56 \cdot 10^{-3} \cdot 788,3^2 = 4076 \text{ W} \quad \left| \quad P_a = 6,56 \cdot 10^{-3} \cdot 793^2 = 4125 \text{ W}. \quad (8.68)\right.$$

2) Pierderile în înfășurarea de excitație serie (rel. 20.10, b):

$$P_s = R_{s0} I_a^2 = 1,22 \cdot 10^{-3} \cdot 788,3^2 = 758 \text{ W} \quad \left| \quad P_s = 0,917 \cdot 10^{-3} \cdot 793^2 = 576 \text{ W}. \quad (8.69)\right.$$

3) Pierderile în înfășurarea polilor auxiliari (rel. 20.10, c):

$$P_k = R_{k0} I_a^2 = 5,2 \cdot 10^{-3} \cdot 788,3^2 = 3231 \text{ W} \quad \left| \quad P_k = 5,2 \cdot 10^{-3} \cdot 793^2 = 3270 \text{ W}. \quad (8.70)\right.$$

4) Pierderile datorite curentului din indus (rel. 20.10):

$$P_{at} = P_a + P_s + P_k = 4076 + 758 + 3231 = 8065 \text{ W} \quad \left| \quad P_{at} = 4125 + 576 + 3270 = 7971 \text{ W}. \quad (8.71)\right.$$

5) Pierderile în înfășurarea de excitație derivație, luând în considerație și pe cele din reostatul de reglaj al curentului de excitație, se determină cu relația (20.11, a):

$$P_e = U_N i_e = 110 \cdot 13,3 = 1460 \text{ W} \quad \left| \quad P_e = 130 \cdot 12 = 1560 \text{ W}. \quad (8.72)\right.$$

6) Pierderile electrice la colector (în contactul de trecere al periei), calculate anterior (rel. 8.43, a):

$$P_{ct} = 1975 \text{ W}.$$

7) Pierderile electrice principale, totale (rel. 20.13):

$$P_{el} = P_{at} + P_e + P_{ct} = 8065 + 1460 + 1975 = 11500 \text{ W} \quad \left| \quad P_{el} = 7971 + 1560 + 1975 = 11506 \text{ W}. \quad (8.73)\right.$$

8.16.5. PIERDERILE MECANICE PRIN FRECAR ȘI DE VENTILAȚIE

Aceste pierderi se determină cu relația (20.20):

$$P_{mec} = P_{fr+e} + P_{fpe} = 157 + 675 = 832 \text{ W}, \quad (8.74)$$

în care s-a considerat:

— pierderile mecanice și de ventilație la turația nominală, fără pierderile ventilatorului montat separat pe ax, conform relației (20.21):

$$P_{fr+e} \approx 1,1 \left(\frac{v}{10} \right)^{1,6} P_N \frac{n}{n_N} = 1,1 \left(\frac{13,35}{10} \right)^{1,6} \cdot 90 \cdot \frac{600}{600} = 157 \text{ W}, \quad (8.75)$$

în care s-a luat o valoare medie de 90 kW pentru P_N , atât ca generator cât și ca motor (fiind aceeași mașină fizică, P_{fr+e} trebuie să fie aceeași pentru ambele regimuri) și $n = n_N$;

— viteza periferică $v = v_a = 13,35 \text{ m/s}$ (v. rel. 8.45);

— pierderile prin frecarea periei pe colector conform relației (8.43):

$$P_{fpe} = 675 \text{ W}.$$

8.16.6. PIERDERILE VENTILATORULUI MONTAT SEPARAT PE ARBORELE MAȘINII (v. ans. general, fig. 8.6)

În conformitate cu relația (20.26):

$$P_v = \frac{QH}{\eta_v} = \frac{0,53 \cdot 84,5}{0,35} = 179 \text{ W}; \quad (8.76)$$

în care s-a considerat:

— $\eta_v = 0,35$ — randamentul ventilatorului tip radial;

— debitul de aer (rel. 20.26, a):

$$Q \approx \frac{(1 - \eta) P_N}{1,16_{aer}} = \frac{(1 - 0,87) \cdot 90}{1,1 \cdot 20} = 0,53 \text{ m}^3/\text{s},$$

cu P_N în medie 90 kW (pentru ambele regimuri: generator și motor);

— presiunea statică a ventilatorului (rel. 20.26, b):

$$H = 1,1 \eta_p (u_1^2 - u_2^2) = 1,1 \cdot 0,40 (19,8^2 - 14,14^2) = 84,5 \text{ Pa},$$

în care conform relațiilor (20.26, c):

$$u_1 = \frac{\pi D_1 n}{60} = \frac{\pi \cdot 0,63 \cdot 600}{60} = 19,8 \text{ m/s};$$

$$u_2 = \frac{\pi D_2 n}{60} = \frac{\pi \cdot 0,45 \cdot 600}{60} = 14,14 \text{ m/s}$$

cu:

$$D_1 \approx 0,63 \text{ m};$$

$$D_2 \approx 0,45 \text{ m},$$

măsurate din desenul de ansamblu, la scară (fig. 8.6);

$$\eta_p = 0,40.$$

OBSERVAȚIE. Valoarea exactă a acestor pierderi se stabilește cu ocazia calculului de ventilație (cap. 22, rel. 22.13).

8.16.7. PIERDERILE SUPLIMENTARE LA FUNCȚIONAREA ÎN SARCINĂ

1) Pierderile suplimentare în fier, la funcționarea în sarcină (rel. 20.27):

$$P_{Fe} \approx 0,01 P_N 10^3 = 0,01 \cdot 90 \cdot 10^3 = 900 \text{ W.} \quad (8.77)$$

2) Pierderile suplimentare electrice, înfășurări, la funcționarea în sarcină (rel. 20.29):

$$P_{se1} = (k_r - 1) P_a = (1,0775 - 1) \cdot 4125 = 319 \text{ W,} \\ 4125 = 316 \text{ W,} \quad (8.78)$$

în care, conform relației (20.30):

$$k_r = 1 + 0,07 m^2 \xi^2 \frac{l_{Fe}}{l_{med}} \sqrt{\frac{\tau_k}{b_{pe} + (u-1)l_k}} = 1 + \\ + 0,07 \cdot 2^2 \cdot 0,653^2 \cdot \frac{22}{57,25} \sqrt{\frac{16,75}{2,5 + (1-1) \cdot 1,65}} = 1,0775,$$

unde conform relațiilor (20.29, c și d):

$$\xi = \alpha h = \sqrt{\frac{n b}{b_c} \frac{\omega \mu_0}{2 p \phi}} h = \sqrt{\frac{2 \cdot 0,315}{0,8} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 0,4 \cdot \pi \cdot 10^{-8}}{2 \cdot 1,13 \cdot 2,17 \cdot 10^{-6}}} \cdot 1,06 = 0,653;$$

$m = 2$; $n = 2$ (v. fig. 8.1);

$$\tau_k = \tau \frac{D_R}{D} = 22,25 \cdot \frac{32}{42,5} = 16,75 \text{ cm};$$

$$u = 1.$$

8.16.8. RANDAMENTUL MAȘINII

1) Pierderile totale conform relației (20.31):

$$\Sigma P = P_{Fe} + P_{el} + P_{mec} + \\ + P_v + P_{sFe} + P_{se1} = 716 + \\ + 11500 + 832 + 179 + 900 + \\ + 316 = 14443 \text{ W.} \quad (8.79)$$

2) Randamentul conform relației (20.31, a):

$$\eta = \frac{P_N}{P_N + \Sigma P} = \frac{85}{85 + 14443} \approx 0,855. \quad \eta = \frac{91}{91 + 14452} \approx 0,863. \quad (8.80)$$

După cum se observă, valoarea randamentului mașinii ca motor este apropiată de cea estimată inițial de 0,87 (v. paragraful 8.1), ceea ce înseamnă că pentru acest regim este bine dimensionată.

Pentru regimul de generator, valoarea randamentului obținută în final este mai mică cu circa 1,5%, decât cea estimată inițial.

Aceasta înseamnă că la dimensionare trebuia mărită puțin puterea interioară, lucru care rezultă și din relația (8.62) unde $E_{Na} = 122,7 > 120 \text{ V}$ (considerată inițial), ceea ce ar fi condus la dimensiuni mai mari.

8.17. MASELE CONDUCTOARELOR ÎNFĂȘURĂRILOR

1) Masa înfășurării indusului conform relației (7.108) (v. și rel. 8.60):

$$G_{Cu1} = \gamma_{Cu} N l_{med} s_{cond} 10^{-3} = 9 \cdot 122 \cdot 57,25 \cdot 0,656 \cdot 10^{-3} = 41,23 \text{ kg,} \quad (8.81)$$

în care s-a considerat $\gamma_{Cu} = 9 \text{ kg/dm}^3$, avînd conductor de tipul E2S.

2) Masa înfășurării de excitație derivație conform relației (7.109) (v. și rel. 8.36):

$$G_{Cue} = \gamma_{Cu} 2 p w_e l_{med} s_{ce} 10^{-3} = 8,9 \cdot 6 \cdot 288 \cdot 90 \cdot 0,0483 \cdot 10^{-3} = \\ = 8,9 \cdot 6 \cdot 248 \cdot 90 \cdot 0,0531 \cdot 10^{-3} = 66,8 \text{ kg,} \quad (8.82) \\ = 63,3 \text{ kg,}$$

unde s-a considerat $\gamma_{Cu} = 8,9 \text{ kg/dm}^3$, avînd conductor izolat numai cu email tereftalic.

3) Masa înfășurării de excitație serie conform relației (7.109, a) (v. și rel. 8.60, a):

$$G_{Cues} = \gamma_{Cu} 2 p w_{es} l_{med} s_{es} 10^{-3} = 8,9 \cdot 6 \cdot 3 \cdot 82 \cdot 0,991 \cdot 10^{-3} = \\ = 8,9 \cdot 6 \cdot 4 \cdot 82 \cdot 0,991 \cdot 10^{-3} = 17,3 \text{ kg.} \quad (8.83) \\ = 13 \text{ kg.}$$

4) Masa înfășurării polilor auxiliari conform relației (7.110) (v. și rel. 8.61):

$$G_{Cuk} = \gamma_{Cu} 2 p w_k l_{mk} s_{es} 10^{-3} = 8,9 \cdot 6 \cdot 10 \cdot 69,5 \cdot 1,98 \cdot 10^{-3} = 73,5 \text{ kg.} \quad (8.84)$$

5) Masa totală a conductoarelor conform relației (7.112):

$$G_{Cul} = G_{Cu1} + G_{Cue} + G_{Cues} + G_{Cuk} = 41,23 + 66,8 + 13 + 73,5 = \\ = 41,23 + 63,3 + 17,3 + 73,5 = 194,53 \text{ kg.} \quad (8.85) \\ = 195,33 \text{ kg.}$$

6) Consumul specific de material conductor conform relației (7.113):

$$m_{Cu} = \frac{G_{Cul}}{P_N} = \frac{195,33}{85} = 2,3 \text{ kg/kW.} \quad m_{Cu} = \frac{194,53}{91} = 2,13 \text{ kg/kW.} \quad (8.86)$$

7) Masa totală a tablei silicioase:

$$G_{Fe} = G_{jr} + G_{dr} = 85,9 + 35,7 = 121,6 \text{ kg,} \quad (8.87)$$

unde pentru G_{jr} și G_{dr} vezi termenii din relația (8.63) și respectiv (8.64).

8) Consumul specific de tablă silicioasă:

$$m_{Fe} = \frac{G_{Fe}}{P_N} = \frac{121,6}{85} = 1,43 \text{ kg/kW.} \quad m_{Fe} = \frac{121,6}{91} = 1,33 \text{ kg/kW.} \quad (8.88)$$

Este evident că pentru tabla silicioasă, prin m_{Fe} se înțelege consumul specific de material net; consumul de material total (tehnologic) este însă mai mare.

Capitolul 9. ELEMENTELE CONSTRUCTIVE ALE MAȘINILOR ASINCRONE

Mașinile asincrone funcționează stabil în toate cele trei regimuri: motor, generator sau frână, însă regimul de bază îl reprezintă cel de motor, motoarele asincrone constituind unul din cei mai importanți consumatori de energie electrică. Motoarele asincrone pot fi monofazate sau trifazate, ultimele fiind cele mai răspândite.

În figura 11.6 este reprezentată vederea de ansamblu, cu secțiune longitudinală și transversală, a unui motor asincron, în construcție protejată, de putere medie.

Din punct de vedere constructiv, mașina asincronă este mai simplă și mai robustă decât celelalte tipuri de mașini electrice, fiind compusă din aceleași trei părți principale: *statorul*, *rotorul* și *părțile constructive*, ca și mașina de curent continuu (vezi cap. 6).

● **Statorul** îndeplinește, în majoritatea cazurilor, rolul de inductor și cuprinde următoarele elemente principale: carcasa, miezul feromagnetic și înfășurarea inductoare. La mașinile asincrone închise, de puteri medii și mari se pot prevedea și schimbătoare de căldură, înglobate în carcasă sau montate în exteriorul acesteia.

● **Rotorul** (indusul) constituie partea mobilă a mașinii și cuprinde următoarele părți principale: arborele, miezul feromagnetic și înfășurarea indusă, care poate fi în scurtcircuit sau bobinată, în care caz rotorul este prevăzut cu inele colectoare la care se leagă capetele înfășurării bobinate.

● **Părțile constructive** sînt aceleași ca ale mașinii de curent continuu (v. cap. 6).

Construcția mașinii asincrone este influențată în măsură importantă de tipul de protecție (v. paragraful 1.2), de condițiile de funcționare și de valorile impuse pentru caracteristicile de funcționare și de pornire.

Carcasa are rol de suport al miezului feromagnetic și al înfășurării inductoare, cît și de fixare pe fundație a întregii mașini (dacă lagărele sînt înglobate în scuturi). Se poate executa în mai multe variante (vezi paragraful 5.4.2):

— *turnată* (fig. 5.27) din aliaje pe bază de aluminiu pentru puteri foarte mici, respectiv din fontă — pentru mașini de puteri mici, medii sau mari și cu volum mare de producție;

— *în construcție sudată*, din oțel (fig. 5.28) pentru mașini de puteri medii și mari, la un număr redus de bucăți, cît și în cazul mașinilor cu solicitări mecanice mari.

Din punct de vedere mecanic, carcasa este supusă eforturilor de încovoiere și torsiune, cît și vibrațiilor cu frecvență dublă față de frecvența tensiunii de alimentare. Din această cauză, trebuie făcută verificarea ca frecvența proprie a carcasei să fie diferită de frecvența de vibrație, pentru a nu intra în rezonanță.

În practică, de regulă, carcasa se adoptă constructiv, după care se calculează frecvența proprie în funcție de dimensiunile și forma constructivă ale acesteia, pe care apoi o comparăm cu frecvența de vibrație; dacă valorile sînt apropiate se schimbă construcția carcasei pînă rezultă o valoare a frecvenței

proprii diferită de cea de vibrație. Pentru creșterea eficacității sistemului de răcire, în funcție de tipul constructiv și de protecție al mașinii, carcasele se prevăd cu ferestre de acces pentru aerul de răcire, cu aripioare exterioare sau cu schimbătoare de căldură (v. paragrafele 5.4.2 și 5.12).

Miezul feromagnetic al statorului este parcurs de cîmpul magnetic variabil în timp și de aceea se realizează din tole de oțel electrotehnic laminate la rece cu cristale neorientate, izolate cu lac sau cu oxizi, de grosime 0,5 mm. Construcția acestuia poate fi compactă sau divizată (v. paragrafele 4.1.2 și 5.1.1).

La motoarele cu diametrul exterior al miezului mai mic sau egal cu 1 100 mm (lățimea maximă a ruloului de tablă este de 1 100 mm), fiecare tolă se execută dintr-o bucată (fig. 10.27), iar pentru diametre mai mari de 1 100 mm, miezul se execută din segmente de tole (fig. 10.11).

Miezul feromagnetic al statorului se montează în interiorul carcasei, fiind fie în contact direct cu carcasa (fig. 1.17), fie prin intermediul nervurilor carcasei (fig. 1.13, 1.14, 1.18 și 11.6).

Înfășurarea inductoare (v. paragraful 5.2.4 B) se execută sub formă de bobine cu una sau mai multe spire și este plasată în creștăturile uniform repartizate pe interiorul miezului statoric. Este trifazată într-un strat sau în dublu strat (cel mai frecvent), sau monofazată, într-un strat sau în două straturi, fiind deci o înfășurare repartizată în creștături.

Forma conductoarelor, tipul înfășurării și forma creștăturilor depind de secțiunea conductoarelor și tensiunea de lucru (v. tabelul 10.3), iar schema de izolație este impusă de tensiunea de alimentare (v. paragraful 10.5.3).

Detalii referitoare la construcția diferitelor tipuri de înfășurări pentru statorul mașinilor asincrone sînt date în paragrafele 5.2.4 și 10.8.1.

Pentru a da înfășurării o rezistență mecanică mai mare, necesară în special la motoarele asincrone de putere mare cu pornire prin cuplare directă la rețea, capetele bobinelor se consolidează cu ajutorul inelelor speciale (v. paragraful 5.3.2), care preiau eforturile mecanice ce apar în direcție radială, datorită forțelor electrodinamice.

Miezul feromagnetic al rotorului are aceeași construcție ca și cel al statorului, deoarece tolele rotorice se ștanțează din interiorul tolelor statorice. La miezurile divizate (v. paragrafele 4.1.2 și 5.1.1) se impune obligatoriu să se plaseze *canalele de ventilație radiale ale rotorului în dreptul canalelor radiale statorice*; prin acestea circulă aerul de răcire, care intră pe sub miezul rotorului (printre nervurile arborelui).

La mașinile de puteri mici, miezul feromagnetic al rotorului se presează direct pe arbore (fig. 1.18 și fig. 22.14), iar la mașinile de puteri medii și mari se presează pe nervurile sudate pe arbore (fig. 1.14 și fig. 11.6), sau pe butucul rotoric (fig. 5.6).

Ca și la miezul feromagnetic al statorului și la miezul feromagnetic al rotorului, dacă diametrul rotorului este mai mic sau egal cu 1 100 mm, tolele rezultă dintr-o singură bucată, iar dacă este mai mare de 1 100 mm — din segmenti de tolă împachetați prin întrefesere și fixați de steaua sau butucul rotorului prin coadă de rîndunică (fig. 10.12), sau cu pene.

Înfășurarea rotorică (indusă) este plasată în creștăturile uniform repartizate pe periferia miezului rotoric.

Din punct de vedere al construcției înfășurării rotorice, motoarele asincrone pot fi cu rotorul bobinat sau cu rotorul în scurtcircuit (tip colivie).

A) **Înfășurarea rotoarelor bobinate** (v. paragraful 5.2.4 C). Este, în general, trifazată, cu același număr de poli ca și înfășurarea statorului, conectată în stea și având capetele conectate la trei inele colectoare montate pe arbore, izolate atât între ele cât și față de bușca suport.

Având în vedere că tensiunea între inele se limitează la valori nu prea mari (v. tabelul 10.5), curentul rotoric atinge valori mari, motiv pentru care la rotoarele bobinate ale mașinii asincrone se utilizează, cel mai frecvent, înfășurarea din bare în două straturi (care se consolidează bine mecanic) și de tip ondulat (care are un număr minim de conexiuni). Consolidarea înfășurării se face conform celor prezentate în paragraful 5.3.1.

Creștăturile sînt semî închise sau semideschise (vezi paragraful 10.6.1 A).

Pentru a reduce pierderile prin frecare și uzura periilor, mașinile asincrone cu rotor bobinat se prevăd, adeseori, cu dispozitiv special pentru ridicarea periilor și scurtcircuitarea prealabilă a inelelor (v. paragraful 5.9). Întrucît dispozitivul de ridicare a periilor complică execuția și utilizarea motorului asincron, el se întâlnește în special la puteri mijlocii și mari.

B) **Înfășurarea tip colivie** constă din bare așezate în creștăturile rotorului și unite la capete prin inele de scurtcircuitare.

În funcție de forma constructivă, dictată de valorile impuse pentru caracteristicile de pornire și de funcționare, se disting trei tipuri de colivii (v. paragraful 5.2.4 C): *normală, cu bare înalte și dublă colivie*. Ultimele două tipuri sînt utilizate la motoarele asincrone de puteri medii și mari cu caracteristici de pornire superioare.

Ventilatorul cel mai frecvent folosit este de tip *radial* (v. paragraful 5.12.1) și se montează pe arbore în partea opusă tracțiunii (fig. 1.13; 1.14 și 1.19), sau în partea tracțiunii (fig. 1.12, 1.18 și 1.16), în special la motoarele cu rotorul bobinat, deoarece în partea opusă tracțiunii se montează inelele colectoare și tijele portperii.

În cazul mașinilor închise se prevăd două ventilatoare, unul pentru circulația aerului interior și altul pentru răcirea carcasei la exterior (fig. 1.18) sau pentru suflarea aerului rece prin schimbătorul de căldură aer-aer (fig. 1.19 și fig. 1.20).

Lagărele (v. paragraful 5.8) se montează fie în scuturile prinse de carcasă (lagăre înglobate în scuturi), fie pe suportii special plasați în afara carcasei (în special la puteri foarte mari) și fixați direct pe placa de fundație.

OB ERGAȚIE. La proiectarea seriilor de mașini se urmărește ca un același element constructiv (carcasă, scut, căpăcelele lagărelor, tolă, profil de creștătură etc.) să fie comun pentru toate mașinile din serie, cu același gabarit (diametru exterior sau înălțimea capătului de arbore H).

Capitolul 10. CALCULUL ELECTROMAGNETIC AL MAȘINII ASINCRONE

În ultimul timp, datorită calităților sale în exploatare ca urmare a robusteții pe care o prezintă și a simplității construcției, mașina asincronă este folosită pe scară din ce în ce mai largă. Este cunoscut, de asemenea, faptul că regimul cel mai frecvent întâlnit în folosirea mașinii asincrone este cel de motor, în special pentru sistemul trifazat.

În funcție de destinație, diferă atât construcția cât și modul de protecție al mașinii: orizontal, vertical, înclinat, închis, antiexploziv etc., elemente care influențează gradul de solicitare și deci gabaritul mașinii. În cele ce urmează, atunci cînd nu se fac mențiuni speciale, se vor avea în vedere numai motoarele asincrone trifazate, normale, adică în construcție orizontală sau verticală protejate, conform STAS 625-86 IP 22 sau IP 23 și destinate să funcționeze în mediu normal, conform STAS 1893/1-87.

Calculul și construcția motorului asincron, ca și la celelalte mașini, se fac pornind de la anumite date care să precizeze atât performanțele tehnice cât și cele constructive și funcționale ale mașinii.

Astfel, **tema de proiectare** a unui motor asincron cuprinde următoarele date:

a) Datele nominale:

- puterea nominală P_N a motorului, în W sau kW;
- tensiunea nominală de alimentare U_N , în V sau kV, care este tensiunea de linie;
- frecvența tensiunii de alimentare f_1 , în Hz;
- turația sincronă n_1 , în rot/min;
- numărul de faze m ; pentru trifazat $m = 3$.

b) Datele funcționale și constructive:

- tipul motorului: cu rotor bobinat sau în scurtcircuit;
- caracteristicile de funcționare M_m/M_N și de pornire M_p/M_N și I_p/I_N (la cel cu rotorul în scurtcircuit);
- gradul de protecție, conform STAS 625-85;
- condiții privind mediul, altitudinea, serviciul etc.; în caz că nu se specifică, se înțeleg atunci condiții normale și serviciu S_1 , conform STAS 1893/1-87;
- forma constructivă și modul de montaj, conform STAS 3998/2-74 (v. paragraful 1.1).

Calculul electromagnetic al mașinii asincrone are drept scop, în prima etapă, stabilirea dimensiunilor mașinii pe baza datelor din tema de proiectare și a solicitărilor electromagnetice recomandate, iar în a doua etapă calculul parametrilor și al caracteristicilor tehnice obținute din geometria adoptată. Dacă aceste performanțe coincid cu cele impuse prin tema de proiectare, înseamnă că dimensionarea este bine făcută, urmînd să se treacă la etapele următoare de proiectare ale mașinii: calculul mecanic, calculul de ventilație, calculul termic și proiectarea construcției.

10.1. DETERMINAREA MĂRIMILOR DE CALCUL ALE MAȘINI ASINCRONE

10.1.1. NUMĂRUL DE POLI 2 p

Din relația de legătură între numărul de perechi de poli p , frecvența f_1 în Hz și turația sincronă n_1 în rot/min rezultă :

$$p = \frac{60f_1}{n_1} \quad (10.1)$$

10.1.2. PUTEREA APARENTĂ ABSORBITĂ NOMINALĂ S_N ȘI CURENTUL NOMINAL PE FAZĂ I_N

În cazul motoarelor trifazate, pentru conexiunea fazelor în stea (Y) rezultă :

$$S_N = \sqrt{3} U_N I_N = \frac{P_N}{\eta \cos \varphi} \text{ [VA]}, \quad (10.2)$$

de unde :

$$I_N = \frac{S_N}{\sqrt{3} U_N} = \frac{P_N}{\sqrt{3} U_N \eta \cos \varphi} \text{ [A]}, \quad (10.3)$$

sau pentru conexiunea fazelor în triunghi (Δ) :

$$S_N = 3 U_N I_N = \frac{P_N}{\eta \cos \varphi} \text{ [VA]}, \quad (10.2, a)$$

de unde :

$$I_N = \frac{S_N}{3 U_N} = \frac{P_N}{3 U_N \eta \cos \varphi} \text{ [A]}, \quad (10.3, a)$$

în care :

- η este randamentul motorului; inițial acesta se estimează din figura 10.1 (pentru motoarele cu rotorul bobinat) sau din figura 10.2 (pentru motoarele cu rotorul în scurtcircuit);
- $\cos \varphi$ factorul de putere al motorului, care se estimează inițial din figura 10.3 (pentru motoarele cu rotorul bobinat) sau din figura 10.4 (pentru motoarele cu rotorul în scurtcircuit).

OBSERVAȚIE. Pentru conexiunea stea, curentul nominal este același cu cel de linie. Pentru conexiunea triunghi, curentul nominal calculat cu relația (10.3, a) este cel de fază; curentul nominal de linie, care se înscrie pe eticheta motorului, este în acest caz :

$$I_{Nl} = \sqrt{3} I_N.$$

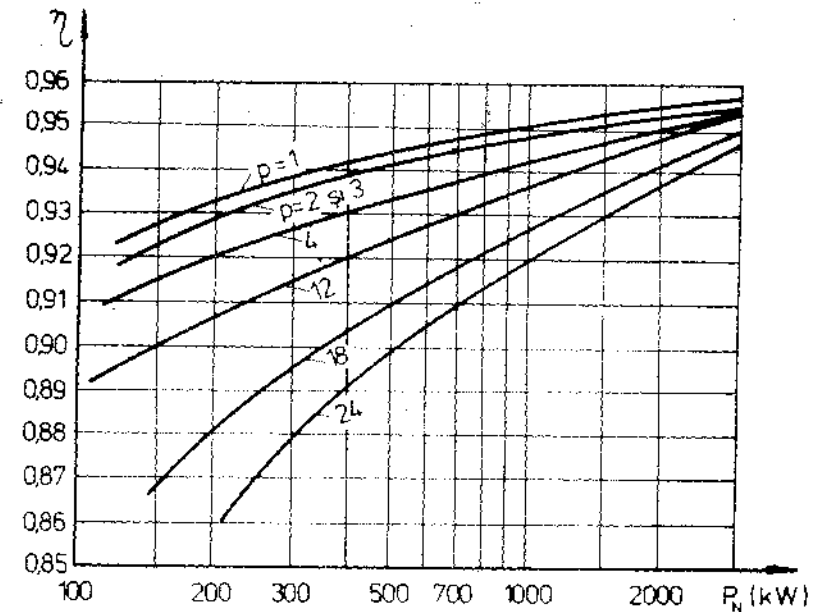


Fig. 10.1. Randamentul η al motoarelor asincrone cu rotorul bobinat și al motoarelor sincrone

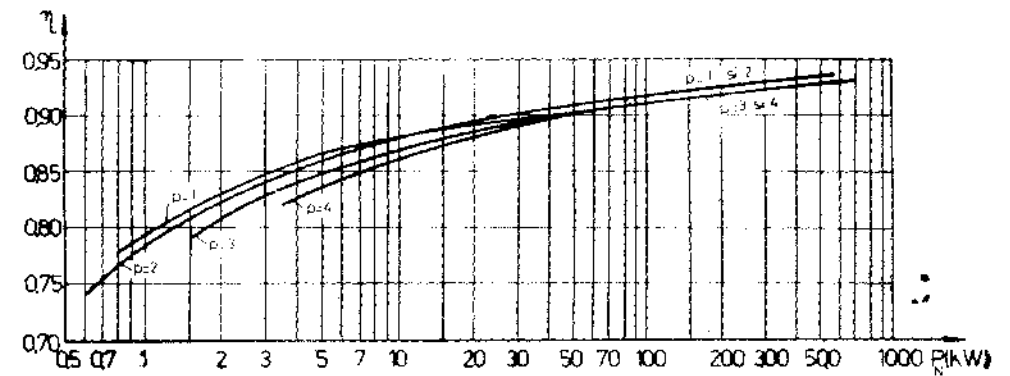


Fig. 10.2. Randamentul η al motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit.

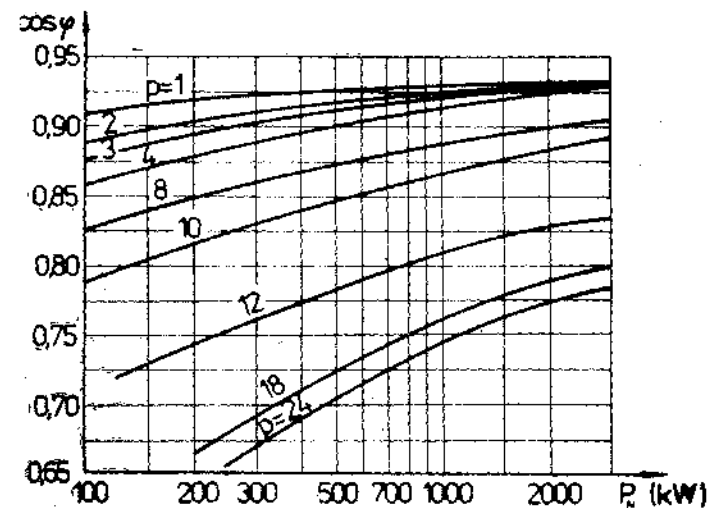


Fig. 10.3. Factorul de putere $\cos \varphi$ al motoarelor asincrone cu rotorul bobinat.

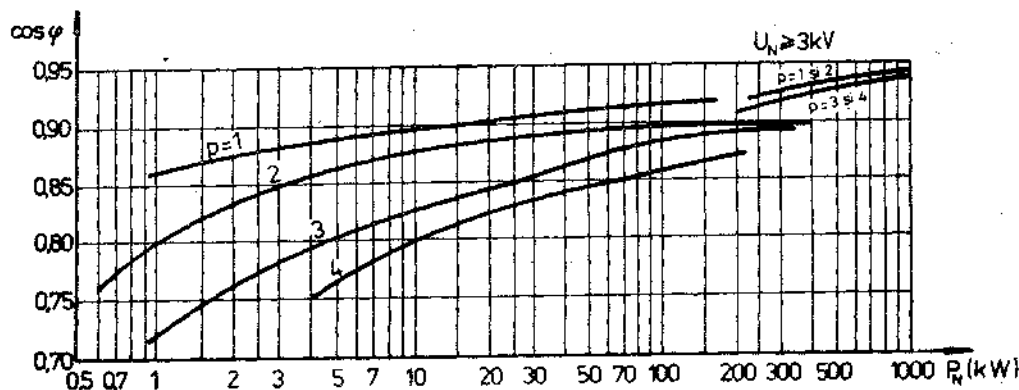


Fig. 10.4. Factorul de putere $\cos \varphi$ al motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit.

10.1.3. TENSIUNEA ELECTROMOTOARE (t.e.m.) DE FAZĂ E_1 ȘI PUTEREA APARENTĂ INTERIOARĂ S_1

A. T.e.m.

Rezultă din ecuația de tensiuni a statorului și diagrama fazorială corespunzătoare. Astfel din :

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + \underline{Z}_1 \underline{I}_1, \quad (10.4)$$

se obține :

$$-\underline{E}_1 = \underline{U}_1 - \underline{Z}_1 \underline{I}_1,$$

în care :

U_1 este tensiunea de alimentare pe fază ;

$U_1 = \frac{U_N}{\sqrt{3}}$ — pentru conexiunea Y ;

$U_1 = U_N$ — pentru conexiunea Δ ;

$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_{\sigma 1}$ — impedanța pe fază a statorului compusă din rezistența pe fază R_1 și reactanța de scăpări pe fază $X_{\sigma 1}$;

I_1 — curentul din stator de fază (la sarcină nominală $I_1 = I_N$).

Dacă se ține cont de faptul că de obicei $R_1 \ll X_{\sigma 1}$, atunci relația (10.4) devine :

$$-\underline{E}_1 = \underline{U}_1 - jX_{\sigma 1} \underline{I}_1. \quad (10.5)$$

Din reprezentarea fazorială a relației (10.5) în figura 10.5 rezultă :

$$E_1 \approx \overline{OB} = \overline{OA} - \overline{AB} = U_1 - X_{\sigma 1} I_1 \sin \varphi. \quad (10.6)$$

Dacă relația (10.6) se împarte cu U_1 și se notează :

$$k_E = \frac{E_1}{U_1},$$

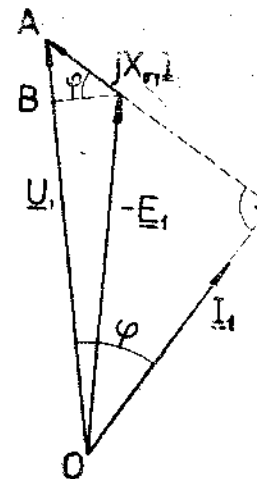


Fig. 10.5. Reprezentarea fazorială a relației (10.5).

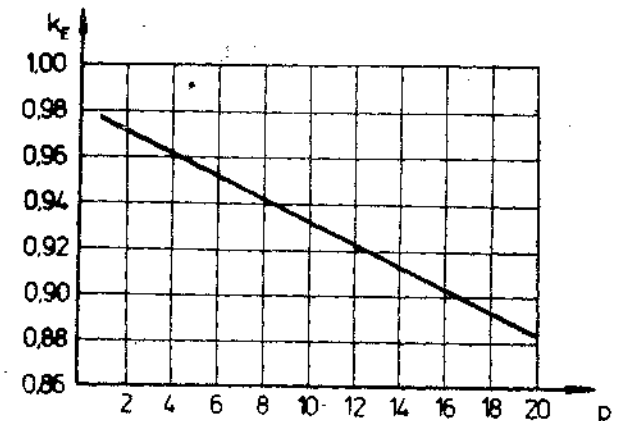


Fig. 10.6. Coeficientul k_E în funcție de numărul de perechi de poli.

atunci :

$$k_E = 1 - \frac{X_{\sigma 1} I_1}{U_1} \sin \varphi = 1 - x_{\sigma 1} \sin \varphi, \quad (10.7)$$

în care :

$x_{\sigma 1} = \frac{X_{\sigma 1} I_1}{U_1}$ [u.r.] este reactanța de scăpări pe fază a statorului în unități relative (u.r.).

T.e.m. de fază rezultă astfel, în final (valoarea estimată) :

$$E_1 = k_E U_1. \quad (10.8)$$

Pentru valorile obișnuite ale lui $x_{\sigma 1}$ și $\cos \varphi$, în funcție de puterea și turația motoarelor se obțin cu relația (10.7) valorile coeficientului k_E , reprezentate în figura 10.6.

În funcție de datele constructive ale mașinii însă t.e.m. se determină cu relația :

$$E_1 = \sqrt{2} \pi f_1 w_1 k_{w1} \Phi_1 \quad [\text{V}], \quad (10.9)$$

în care :

w_1 este numărul de spire pe fază din stator ;

k_{w1} — factorul de înfășurare ;

$$\Phi_1 = \frac{2}{\pi} \tau l_i B_{\delta 1} \quad [\text{Wb}] \quad (10.10)$$

este amplitudinea fluxului magnetic produs de armonica fundamentală a inducției magnetice în întrefier cu amplitudinea $B_{\delta 1}$ care se introduce în T ;

τ — pasul polar, în m ;

l_i — lungimea ideală a mașinii, în m.

Relațiile (10.9) și (10.10) sînt valabile, în cazul în care curba inducției magnetice în întrefier este o sinusoidă.

Dacă această curbă nu este sinusoidală așa cum se întâmplă cel mai frecvent în realitate, atunci relațiile (10.9) și (10.10) se vor scrie sub forma :

$$E_1 = 4k_{Bf_1}w_1k_{w1}\Phi \text{ [V]} \quad (10.11)$$

și

$$\Phi = \alpha_i \tau l_i B_\delta \text{ [Wb]} \quad (10.12)$$

în care Φ reprezintă fluxul magnetic util maxim al unui pol determinat din curba reală a inducției magnetice în întrefier a cărei amplitudine este B_δ .

Semnificațiile și valorile coeficienților k_B și α_i sint arătate mai jos în paragraful 10.1.4 (v. și paragraful 4.1.2 punctul c).

B. Puterea aparentă interioară

Rezultă din relația :

$$S_i = mE_1 I_N \quad (10.13)$$

de la care, ținînd cont de relațiile (10.2) sau (10.2, a) și (10.8) se obține :

$$S_i = k_E S_N = \frac{k_E P_N}{\eta \cos \varphi} \text{ [VA]} \quad (10.13, a)$$

10.1.4. FACTORUL DE ÎNFĂȘURARE k_{w1} , DE FORMĂ A t.e.m. k_B ȘI FACTORUL DE ACOPERIRE IDEALĂ A PASULUI POLAR α_i

A. Factorul de înfășurare pentru armonica fundamentală

Se determină cu relația :

$$k_w = k_p k_y = \frac{\sin\left(\frac{q\alpha}{2}\right)}{q \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{y_1}{y_\tau}\right) \quad (10.14)$$

în care :

- k_p este factorul de repartizare a înfășurării în creștături ;
- k_y — factorul de scurtare al pasului principal y_1 ;
- q — numărul de creștături pe pol și fază ;
- $\alpha = \frac{2\pi p}{Z} = \frac{\pi}{mq} \text{ [}^\circ\text{el]} — unghiul de defazaj dintre două creștături vecine, în grade electrice ($\pi = 180^\circ$) ;$
- $Z = 2pmq$ — numărul de creștături ;
- $y_1 = \frac{Z}{2p} - \epsilon = \text{număr întreg} — \text{pasul principal al înfășurării, în creștături ;}$
- $y_\tau = \frac{Z}{2p} = mq — \text{pasul diametral al înfășurării.}$

Dacă în relația (10.14) se introduce $\alpha = \frac{\pi}{mq}$, rezultă :

$$k_p = \frac{\sin\left(\frac{q\alpha}{2}\right)}{q \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{q \sin\left(\frac{\pi}{2mq}\right)} \quad (10.14, a)$$

De obicei, valoarea relativă a pasului principal se adoptă :

$$\beta_y = \frac{y_1}{y_\tau} \approx \frac{5}{6}, \quad (10.15)$$

ceea ce înseamnă o scurtare normală a pasului principal de $\frac{1}{6}$ din cel diametral pentru diminuarea aplit a armonicii de ordinul 5, cît și a celei de ordinul 7, armonica de ordinul 3 fiind eliminată prin însăși particularitățile sistemului trifazat.

Relația (10.14) este valabilă atunci cînd creștăturile sînt pe generatoarea miezului feromagnetic.

În cazul că miezul feromagnetic are creștăturile înclinate față de generatoare, atunci în factorul de înfășurare trebuie considerat și factorul de înclinare k_i calculat cu relațiile (10.50) sau (10.50, a).

Astfel, relația generală a factorului de înfășurare devine :

$$k_w = k_p k_y k_i \quad (10.16)$$

Valorile calculate ale factorului de înfășurare fără înclinarea creștăturilor, se pot lua din anexa 1.

Dacă mașina are creștăturile înclinate față de generatoare, atunci valoarea rezultată din anexa 1 trebuie înmulțită cu k_i , calculat cu relația (10.50) sau (10.50, a).

Inițial, dacă nu se cunosc mărimile necesare determinării lui, factorul de înfășurare se poate estima, pentru calculele preliminare la valorile :

$$k_w = 0,91 \div 0,93. \quad (10.17)$$

B. Factorul de formă a t.e.m. k_B și factorul de acoperire ideală a pasului polar α_i

Se determină în funcție de coeficientul de saturație magnetică parțial, al dinților :

$$k_{sd} = \frac{U_{m\delta} + U_{md1} + U_{md2}}{U_{m\delta}}, \quad (10.18)$$

în care :

- $U_{m\delta}$ este tensiunea magnetică (t.m.) a întrefierului pe o pereche de poli, în A ;
- U_{md1}, U_{md2} — t.m. ale dinților stator, respectiv rotor, pe o pereche de poli, în A.

Curbele de variație ale lui k_B și α_i în funcție de k_{sd} sint indicate în figura 10.7.

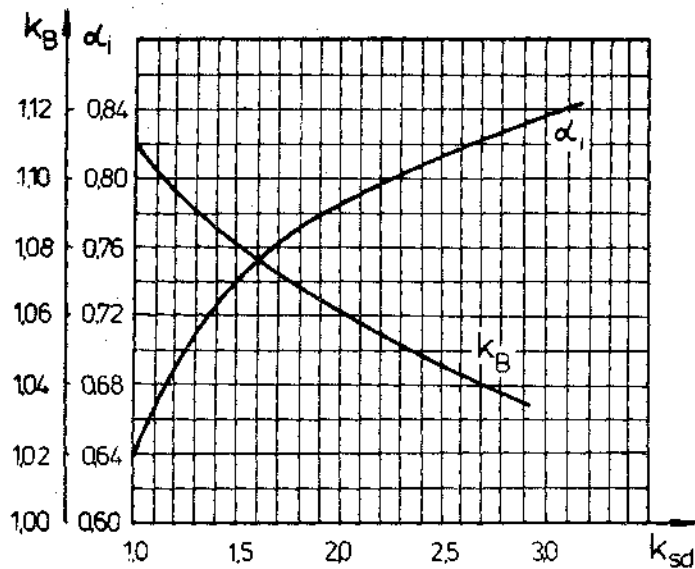


Fig. 10.7. Valorile lui k_B și α_i în funcție de coeficientul de saturație magnetică parțial k_{sd} .

Inițial, pentru solicitările magnetice normale, se poate estima :

$$k_{sd} = 1.2 \div 1.35, \quad (10.18, a)$$

urmînd ca după determinarea lui k_{sd} cu relația (10.18), în etapa respectivă de calcul (v. paragraful 10.7.2, punctul C), să se compare valoarea obținută cu cea estimată.

Dacă diferența este prea mare, se reconsideră valorile lui k_B și α_i (pentru k_{sd} obținut) și ea urmare se recalculează fluxul magnetic util Φ și inducția magnetică în întrefier B_g .

10.2. CALCULUL DIMENSIUNILOR PRINCIPALE

Calculul dimensiunilor principale are drept scop stabilirea diametrelor interior al statorului D , exterior al statorului D_e și lungimea ideală l_i , în funcție de care rezultă gabaritul mașinii.

10.2.1. CALCULUL DIAMETRELOR STATORULUI

A. Diametrul interior al statorului (orientativ)

Se poate determina prin două metode :

a) Folosind coeficientul de utilizare al mașinii. Din relația (4.25, a) se determină volumul materialelor active, obținîndu-se astfel una dintre relațiile ce leagă pe D și l_i (cu n_1 în rot/min) :

$$D^2 l_i = \frac{60 S_i}{n_1 C} \quad [\text{dm}^3], \quad (10.19)$$

unde valorile coeficientului de utilizare $C = f(S_i)$, pentru mașinile de curent alternativ (asincrone și sincrone) în construcție normală, protejată și clasă de izolație F, sînt date în figura 10.8.

O altă relație între D și l_i se obține prin intermediul factorului de formă al mașinii, dat de relația (4.24) :

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau},$$

de unde rezultă :

$$l_i = \lambda \tau = \lambda \frac{\pi D}{2p}. \quad (10.20)$$

Din relațiile (10.19) și (10.20) rezultă :

$$D = \sqrt[3]{\frac{2p}{\pi \lambda} \frac{60 S_i}{n_1 C}} \quad [\text{dm}], \quad (10.21)$$

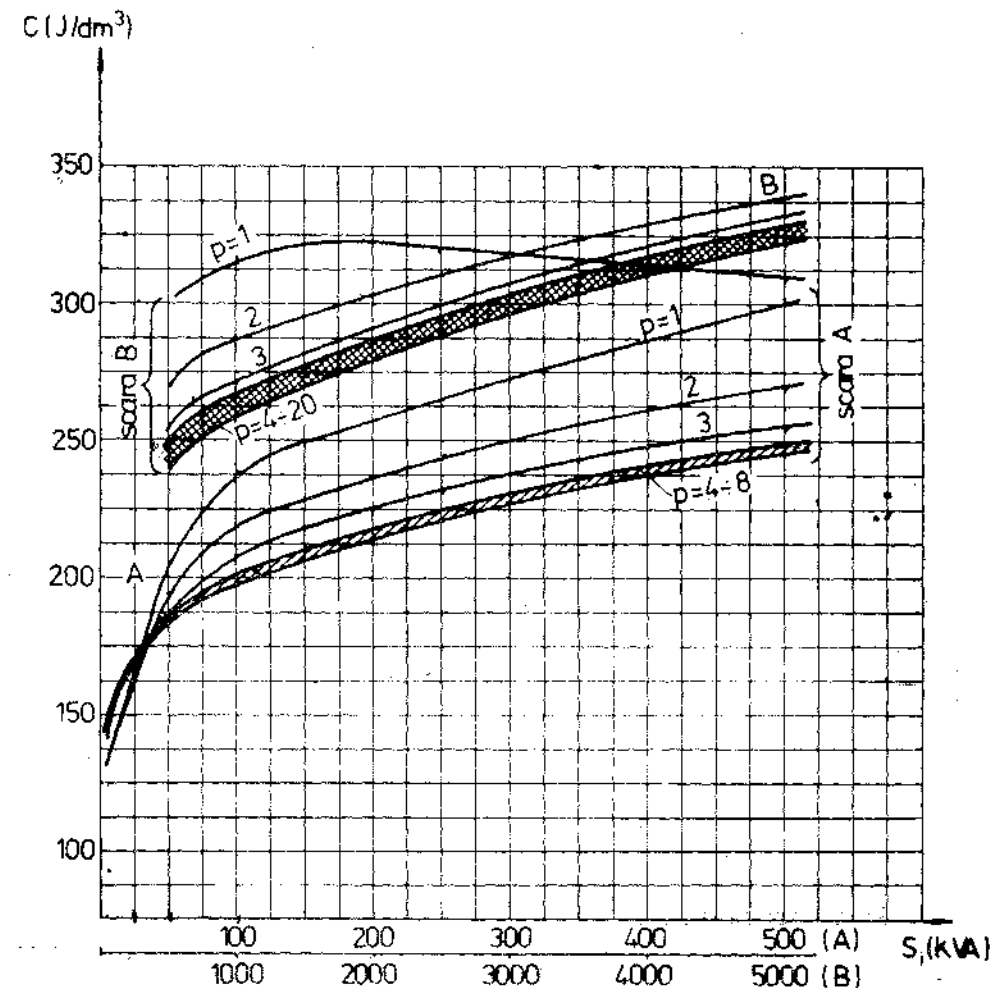


Fig. 10.8. Valorile coeficientului de utilizare C în funcție de puterea interioară S_i și de numărul perechilor de poli p , pentru mașinile de curent alternativ (asincrone și sincrone) în construcție protejată și clasă de izolație F.

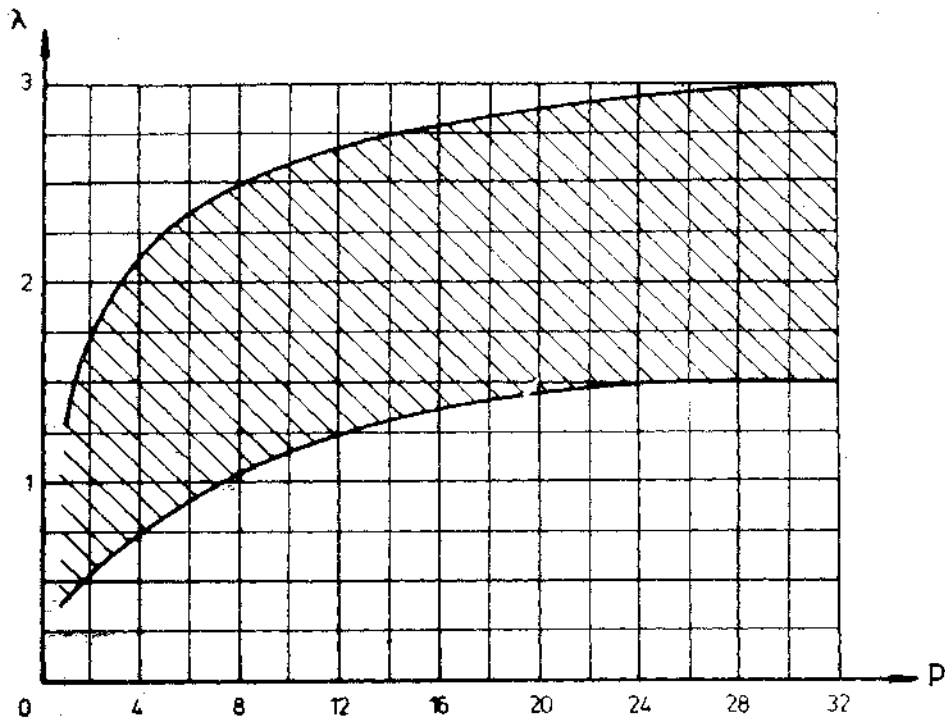


Fig. 10.9. Valoarea factorului de formă $\lambda = l_i/\tau$ în funcție de numărul perechilor de poli p , pentru mașinile asincrone normale.

pentru :

- S_i — în VA ;
- n_1 — în rot/min ;
- C — în J/dm³, luat din figura 10.8.

În relația (10.21) valoarea inițială a factorului de formă λ , se poate estima din figura 10.9. După definitivarea diametrului D și lungimii l_i , factorul λ (valoare definitivă) trebuie să se încadreze, pentru mașinile normale, în limitele indicate în figura 10.9.

b) Folosind curbe din experiența de fabricație. Utilizând experiența obținută în acest domeniu, de diverse întreprinderi constructoare de mașini electrice, diametrul D se poate determina, în funcție de puterea interioară S_i și de numărul perechilor de poli p , din figura 10.10, a, b și c.

B. Diametrul exterior al statorului, în funcție de elementele constructive ale mașinii

Se determină cu relația :

$$D_e = D + 2(h_{c1} + h_{j1}), \quad (10.22)$$

în care :

- h_{c1} este înălțimea totală a creștăturii statorului ;
- h_{j1} — înălțimea jugului magnetic al statorului.

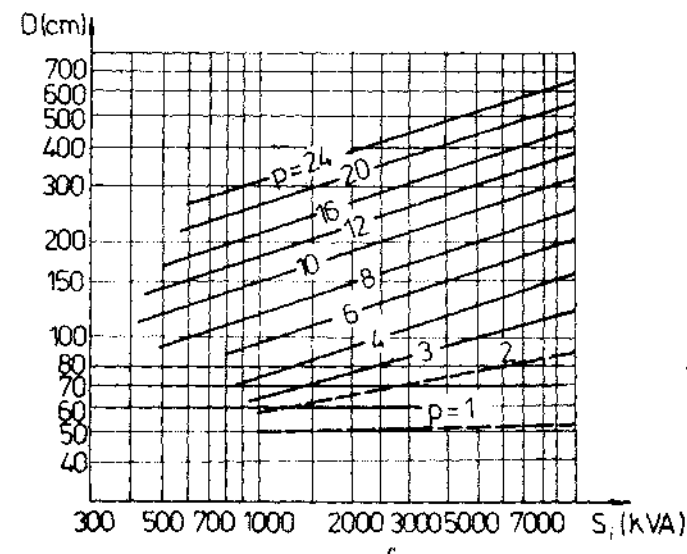
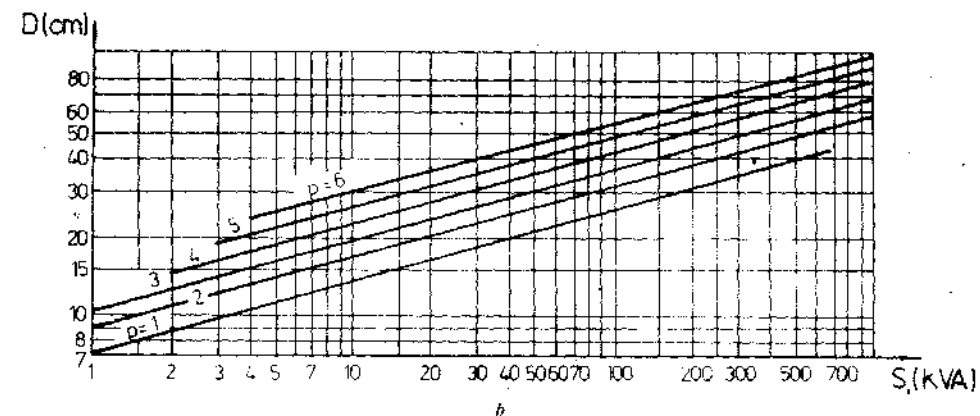
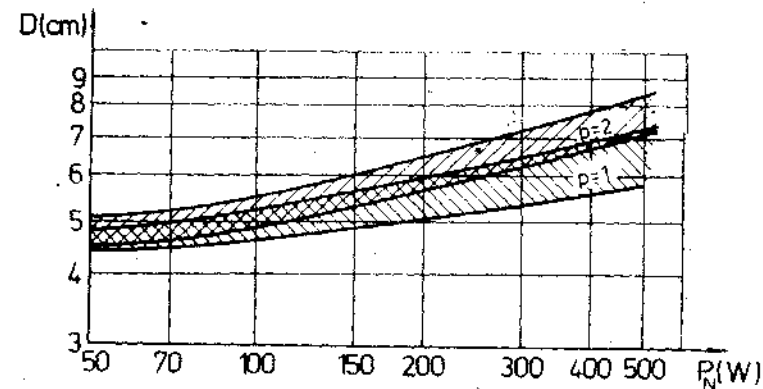


Fig. 10.10. Diametrul interior stator D în funcție de puterea interioară S_i (sau de puterea nominală P_N) și de numărul perechilor de poli p , pentru mașinile de curent alternativ (asincrone și sincrone), în construcție protejată și clasă de izolație F :

a — pentru mașini de puteri mici ; b — pentru mașini de puteri mijlocii ; c — pentru mașini de puteri mari.

Deoarece în această etapă nu se cunosc cele două elemente (h_e și h_j), pentru aflarea diametrului exterior al statorului se poate utiliza relația:

$$D_e = k_D D, \quad (10.22, a)$$

În care coeficientul k_D , are valorile indicate în tabelul 10.1.

Tabelul 10.1

Valorile coeficientului k_D pentru mașinile asincrone și sincrone în construcție normală

2p	k_D	
	mașini de joasă tensiune ($U_N < 1000$ V)	mașini de înaltă tensiune ($U_N > 1000$ V)
2	1,65–1,69	—
4	1,46–1,49	1,55–1,59
6	1,37–1,40	1,44–1,46
8	1,27–1,30	1,36–1,38
≥ 10	1,24–1,26	1,30–1,32

Diametrul exterior este necesar în această etapă preliminară de dimensionare, deși nu este o dimensiune principală a mașinii, deoarece din motive tehnologice (pentru obținerea unor formate care să permită un plan de tăiere al tablei rațional și pentru reducerea numărului de ștanțe bloc), valorile acestuia se normalizează la anumite valori proprii fiecărei întreprinderi, pentru care există ștanțe.

În practica de proiectare, adesea se obișnuiește ca diametrul exterior să fie denumit și „gabaritul mașinii”. În realitate însă, prin gabaritul mașinii se înțelege înălțimea H a capătului de arbore al mașinii față de tălpile de așezare pe fundație ale acestuia. De exemplu gabaritul $H 355$, înseamnă o mașină cu înălțimea capătului de arbore $H = 355$ mm.

Normalizarea acestor diametre este justificată doar pentru $D_e \leq 1100$ mm, cît permite formatul tablei ca tola din care se împachetează miezul să rezulte dintr-o singură bucată. Pentru $D_e > 1100$ mm, cînd miezul se împachetează din segmente de tola, normalizarea nu mai este impusă decît de reducerea numărului de ștanțe bloc, pentru segmente.

Așadar, prin introducerea acestei normalizări se impune în mod obligatoriu stabilirea diametrului exterior al statorului D_e la una din valorile normalizate, cea mai apropiată de valoarea lui D_e obținută cu relația (10.22, a). Această valoare se consideră definitivă în calculele ulterioare.

Valorile normalizate ale diametrului exterior al statorului (pentru $D_e \leq 1100$ mm), de exemplu de la întreprinderea „Electroputere” Craiova, sînt indicate în tabelul 10.2.

ORSEVATIE. Fiind impuse din motive tehnologice, este evident că valorile normalizate din tabelul 10.2 sînt obligatorii pentru o anumită unitate constructoare de mașini electrice cu o linie tehnologică bine stabilită; pentru o altă fabrică de mașini electrice gama acestor valori poate să difere.

Tabelul 10.2

Valorile recomandate (normalizate) pentru diametrul exterior stator al mașinilor de curent alternativ de puteri medii cu tole dintr-o bucată ($D_e \leq 1100$ mm), de la „Electroputere” din Craiova

200	230	250	260	280	295	330	350	360	380	390
400	420	440	450	480	499	500	520	540	550	560
580	595	600	620	635	640	650	660	680	700	720
740	760	780	810	850	900	920	950	990	1 040	1 100

În aceste condiții, după normalizarea diametrului exterior D_e , se recalculează diametrul interior D cu relația:

$$D = \frac{D_e}{k_D}, \quad (10.22, b)$$

Pentru o fabricație bine pusă la punct și aceste diametre sînt normalizate, dar la o gamă de valori mai mare decît cea indicată în tabelul 10.2; de re-marcat însă, faptul că normalizarea lui D nu mai este obligatorie, ci doar o recomandare dictată de limitarea numărului de ștanțe.

În cazul de față avînd în vedere caracterul didactic al lucrării valorile lui D , rezultate cu relația (10.22, b) se vor rotunji din 5 în 5 mm.

Pasul polar rezultă

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} \text{ [cm]}. \quad (10.22, c)$$

Dacă diametrul exterior al statorului D_e (pentru miezurile statorului) depășește lățimea maximă a tablei silicioase (1100 mm), atunci tola nu mai poate fi obținută dintr-o bucată, pentru realizarea circumferinței miezului fiind necesare segmente de tola (fig. 10.11).

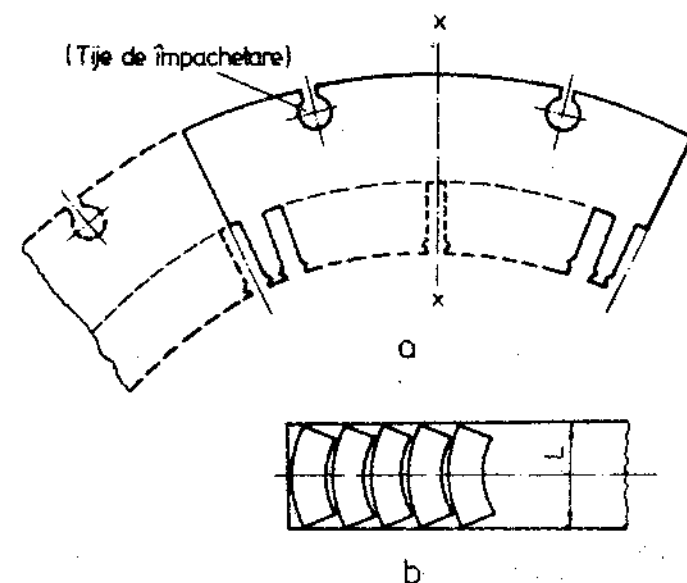


Fig. 10.11. Segment de tola stator (a) și planul de ștanțare al acestora (b).

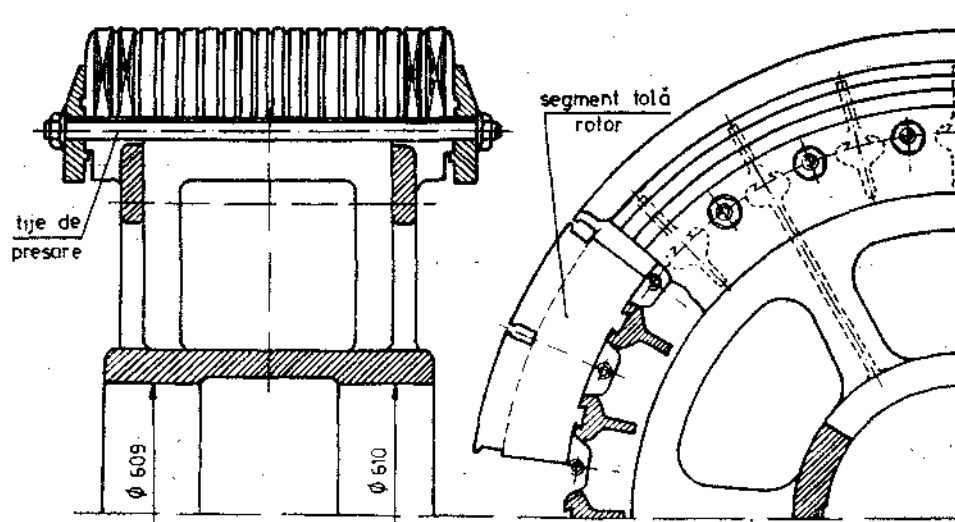


Fig. 10.12. Miez feromagnetic rotor impachetat din segmenti, cu fixarea prin coada de rindunică.

Pentru realizarea miezului din segmenti trebuie să se respecte următoarele :

- segmentul să aibă un număr întreg de creștături ;
- marginile segmentului să cadă întotdeauna pe mijlocul creștăturilor, nu al dinților ;
- segmentul să fie prevăzut cu cel puțin două elemente de fixare ;
- elementele pentru strângerea și fixarea segmentului (de impachetare), precum și numărul de creștături ale acestuia, să permită impachetarea prin decalare a straturilor consecutive de segmente (de exemplu dacă decalarea se face cu o jumătate de segment, atunci axa $x-x$ trebuie să treacă tot prin mijlocul unei creștături) ; acest lucru este necesar pentru ca la îmbinarea între ele a segmentelor să nu se creeze așa-zisul întrefier de îmbinare care ar duce la nesimetria, pe diferiți poli, a circuitului magnetic.

Relațiile de calcul stabilite pentru $D_r \leq 1\,100$ mm, rămân valabile și în acest caz.

Dacă și diametrul rotorului $D_r > 1\,100$ mm, atunci și miezul feromagnetic al rotorului se face tot din segmente, care să respecte aceleași condiții ca segmentele statorului. Fiecare segment trebuie să aibă cel puțin două elemente cu ajutorul cărora să fie fixat de steaua rotorului [1]. În figura 10.12 este reprezentat de exemplu, un miez rotor cu fixarea segmentelor prin coadă de rindunică.

10.2.2. CALCULUL LUNGIMILOR MAȘINII ASINCRONE

A. Lungimea ideală l_i

Se determină în funcție de diametrul D și solicitările electromagnetice, din relația (4.18, c) :

$$l_i = \frac{60 S_r}{k_B k_w \alpha_r \pi^2 D^2 n_1 A B_8} \quad [\text{m}], \quad (10.23)$$

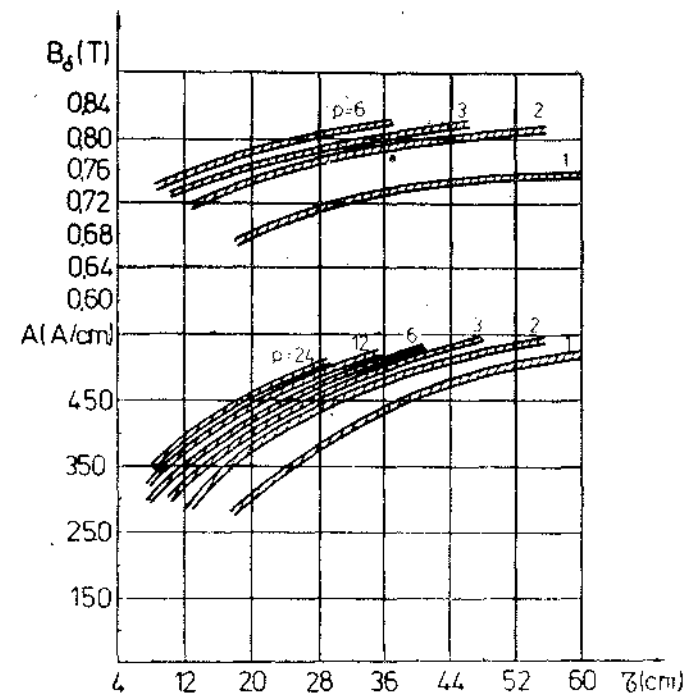


Fig. 10.13. Inducția magnetică maximă în întrefier B_8 și pătura de curent A , în funcție de pasul polar τ și de numărul perechilor de poli p , pentru mașinile asincrone normale în construcție protejată (tip de protecție IP 23 sau inferior).

în care unitățile de măsură ale mărimilor folosite sînt cele specificate și în relația (4.18, c) și anume : S_r , în VA ; D , în m ; A , în A/m ; B_8 , în T, iar n_1 în rot/min.

Valorile solicitărilor electromagnetice A și B_8 , în funcție de pasul polar τ și numărul de perechi de poli p , pentru mașinile asincrone normale, avînd clasă de izolație F sînt indicate în figura 10.13.

OBSERVAȚIE. Pentru mașini bine ventilate, pătura de curent A se poate lua mai mare cu aproximativ 5—7% decît valorile obținute din figura 10.13.

Pentru mașinile închise care au de obicei tipul de protecție superior construcției protejate IP 23, conform tabelului 1.2 (IP 44, IP 54 etc.), B_8 se ia mai mic cu circa 10% iar A mai mic cu circa 12%, decît valorile rezultate din figura 10.13.

Cu valoarea lui l_i obținută din relația (10.23), se verifică raportul :

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau}$$

(cu l_i , în cm), care trebuie să se încadreze în limitele indicate de figura 10.9.

Dacă λ nu se încadrează în limite, atunci se ia un alt D_c normalizat (superior sau inferior în funcție de cum a rezultat λ) din tabelul 10.2, se recalculează diametrul interior D cu relația (10.22, b) pentru care, după rotunjire, rezultă noile valori ale solicitărilor A și B_8 (din fig. 10.13), o nouă lungime ideală l_i cu relația (10.23), pînă cînd λ se obține la valoarea optimă, indicată în figura 10.9.

B. Geometria miezului feromagnetic

Din punct de vedere constructiv miezul feromagnetic poate fi (v. și paragraful 4.1.2, punctul b):

a) **compact** — fără canale radiale de ventilație — pentru diametre mici și lungimi ideale ce nu depășesc 20–25 cm, sau când se utilizează, pentru răcire, ventilația axială (cu canale prevăzute în lungul miezului).

În acest caz, lungimea geometrică l_g a miezului este dată de relația (4.5 a)

$$l_g = l_{Fe} \approx l_i;$$

b) **divizat** — cu canale radiale de ventilație ca în figura 4.2 — pentru $l_i \geq 25$ cm și $D \geq 25 \div 30$ cm. Pentru a fi eficace canalele radiale de ventilație, se va avea în vedere ca diametrul interior al miezului feromagnetic rotor D_r să fie mai mare decât diametrul maxim al arborelui; este indicată deci folosirea unui arbore cu nervuri sudate, spațiul dintre nervuri servind pentru intrarea aerului de ventilație în canalele radiale ale miezului feromagnetic.

În cazul miezurilor divizate rezultă (fig. 4.2):

— lungimea geometrică:

$$l_g = l_i + n_v b_v' \text{ [cm];} \quad (10.24)$$

— lungimea totală a pachetelor de fier, când lungimea l_1 a pachetelor este aceeași:

$$l_{Fe} = (n_v + 1) l_1 \text{ [cm],} \quad (10.24, a)$$

în care:

n_v este numărul canalelor radiale de ventilație;

$b_v' = 1 \div 1,5$ — lățimea canalelor radiale de ventilație;

$l_1 = 4 \div 6$ cm — lungimea unui pachet de fier (de tole);

b_v' — v. paragraful 4.1.2 b, relațiile (4.4) și figura 4.3.

Deci, pentru stabilirea geometriei miezului feromagnetic divizat, sînt necesare următoarele etape:

— se impun, orientativ, n_v , b_v' și l_1 ;

— se calculează l_g cu relația (10.24);

— se calculează apoi lungimea unui pachet, în ipoteza că toate pachetele sînt egale:

$$l_1 = \frac{l_g - n_v b_v'}{n_v + 1} \quad (10.25)$$

și se verifică încadrarea ei în limite; dacă nu se încadrează se schimbă n_v și se refac etapele parcurse;

— se determină dimensiunile definitive ale miezului:

$$l_g = (n_v + 1) l_1 + n_v b_v' \text{ [cm],}$$

cînd toate pachetele sînt egale sau:

$$l_g = l_{Fe} + n_v b_v' \text{ [cm],}$$

$$l_i = l_g - n_v b_v' \text{ [cm],}$$

care trebuie să fie apropiată de cea obținută cu relația (10.23):

$$l_{Fe} = (n_v + 1) l_1 \text{ [cm],}$$

cînd toate pachetele au aceeași lungime l_1 .

OBSERVAȚII

1) În practică se obișnuiește ca lungimea pachetelor miezului feromagnetic să aibă valori rotunjite din 5 în 5 mm, în limitele 4–6 cm.

Aceasta înseamnă că pachetele pot să nu fie egale ca lungime, cele din mijlocul miezului avînd valori mai mici, iar cele marginale (care se răcesc mai bine) valori mai mari cu 0,5–1,5 cm, decât cele interioare.

În acest caz, lungimea totală a pachetelor de fier se determină cu relația:

$$l_{Fe} = \sum_{i=1}^{n_v+1} l_{i1} \text{ [cm].} \quad (10.24, b)$$

2) Pentru a fi eficace, sub aspectul ventilației, canalele radiale de ventilație ale miezului feromagnetic de la stator și de la rotor, trebuie să se suprapună perfect. În acest scop geometria miezului feromagnetic al rotorului este identică cu a statorului, iar sistemul de cotare al miezurilor divizate va ține cont de acest lucru; în acest scop se va adopta sistemul de cotare cu bază comună (nu în lanț), pentru ambele miezuri, așa cum se indică în figura 5.2 (în figura 4.2 s-au adoptat cîte două sisteme de cotare — cu bază comună la stator și în lanț, la rotor, doar pentru a evidenția deosebirea între ele precum și dimensiunile pachetelor și canalelor radiale de ventilație).

10.3. DETERMINAREA LĂȚIMII ÎNTREFIERULUI

În general, la mașinile asincrone, se urmărește realizarea unui întrefier cît mai mic pentru a obține un curent de magnetizare mic și deci un factor de putere mare. Pe de altă parte, siguranța în exploatare și condițiile tehnologice de realizare a mașinii, impun evitarea valorilor prea mici ale lățimii întrefierului, pentru a nu exista pericolul frecării rotorului de stator.

Reiese deci, că factorii preponderenți în determinarea lățimii întrefierului sînt cei de natură mecanică, dar că ei trebuie strîns corelați cu obținerea unor caracteristici tehnice și economice favorabile.

Lățimea întrefierului se poate adopta din figura 10.14, unde valorile au fost determinate cu o serie de relații empirice [27].

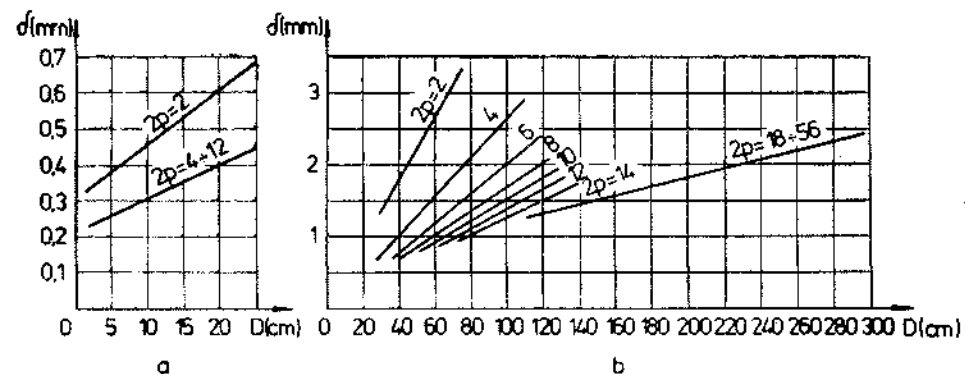


Fig. 10.14. Lățimea întrefierului δ pentru mașinile asincrone în funcție de diametrul D și de numărul de poli $2p$;

a — pentru mașini de puteri mici ($P_N \leq 20$ kW); b — pentru mașini de puteri medii și mari ($P_N > 20$ kW).

De asemenea, pentru determinarea lăţimii întrefierului se mai poate utiliza relaţia (empirică):

$$\delta \approx 3(4 + 0,7 \sqrt{Dl_g}) \cdot 10^{-2} \text{ [mm]}, \quad (10.26)$$

în care D şi l_g se introduc în cm.

După determinarea, cu oricare dintre metode, din motive practice (de execuţie), lăţimea întrefierului se rotunjeşte din 0,05 în 0,05 mm. Exemplu: 0,7; 0,75; 0,8; 0,85 mm etc.

10.4. SOLICITĂRILE ELECTROMAGNETICE

ALE MAŞINII ASINCRONE

(v. şi paragraful 4.2)

De valorile solicitărilor electromagnetice depind dimensiunile geometrice ale maşinii. Tendinţa, în domeniul construcţiilor de maşini electrice, este aceea de a mări permanent valorile acestora. Evident, o serie de factori în special limitele termice admise de clasele de izolaţie folosite la înfăşurări, împiedică o creştere substanţială a solicitărilor şi deci reducerea volumului de materiale folosite în maşină.

Dintre aceste solicitări un rol important îl au A şi B_δ , fie prin valoarea produsului lor, aşa cum reiese din relaţiile (4.23) şi (10.23), fie prin valoarea raporturilor lor.

Astfel, factorul de putere ($\cos \varphi$) al motorului depinde în primul rând de raportul dintre curentul de magnetizare I_μ şi curentul nominal I_N , adică de raportul B_δ/A .

Momentul maxim M_m , şi deci gradul de stabilitate al motorului, depinde invers proporţional de mărimea reactanţei inductive de scăpări $x_k \approx x_{\sigma 1} + x_{\sigma 2}$, care la rîndul ei (în unităţi relative) depinde, pentru anumite dimensiuni ale maşinii, de raportul A/B_δ .

Iată de ce, valorilor lui A şi B_δ , trebuie să li se acorde o importanţă deosebită, atît în faza iniţială de alegere, cît şi în cea finală de definitivare prin calcule.

10.4.1. SOLICITĂRILE ELECTRICE

A. Pătura de curent A

Se adoptă pentru o anumită clasă de izolaţie, în funcţie de pasul polar τ şi de numărul perechilor de poli p , din figura 10.13. Această valoare se va avea în vedere să se respecte şi atunci cînd A se calculează în funcţie de elementele constructive ce o determină (v. rel. (10.34)).

B. Densitatea de curent

a) În înfăşurarea statorului, J_1 depinde de clasa de izolaţie a înfăşurării, de tensiunea nominală (înalţă sau joasă tensiune) şi de eficacitatea şi tipul ventilaţiei.

Astfel, în cazul de faţă, pentru maşini în construcţie protejată cu ventilaţie de tip axial-radială ori pur radială sau axială, în clasă de izolaţie F şi gama de turaţii normală (peste 300 rot/min) se recomandă:

$$J_1 = 5 \div 6,5 \text{ A/mm}^2, \text{ pentru } U_N \geq 1000 \text{ V};$$

$$J_1 = 5,5 \div 7,5 \text{ A/mm}^2, \text{ pentru } U_N < 1000 \text{ V}.$$

Valorile mai mici se referă la maşinile cu $2p$ mare (turaţie mică), iar valorile mai mari la maşinile cu turaţie mare (peste 750 rot/min).

b) În înfăşurarea rotorului, J_2 este ceva mai mare, deoarece prin învîrtire, răcirea este mai bună.

— Pentru rotorul bobinat (cu inele colectoare):

$$J_2 = (1,1 \div 1,15) J_1.$$

— Pentru rotorul în scurtcircuit (cu colivie):

$$J_{2a} = 5,5 \div 8 \text{ A/mm}^2 \text{ — în bare de CuE (cupru electrolitic);}$$

$$J_{2b} = 3 \div 5,5 \text{ A/mm}^2 \text{ — în bare de Al (aluminiu).}$$

Valorile mai mici se indică pentru maşinile de turaţii mici.

— Pentru inelele de scurtcircuitare ale coliviei se recomandă:

$$J_{2c} \approx (0,80 \div 0,65) J_{2b}.$$

OBSERVAŢIE. Pentru maşinile în construcţie închisă, valorile densităţilor de curent de mai sus se micşorează cu $10 \div 15\%$.

10.4.2. SOLICITĂRILE MAGNETICE

A. Inducţia magnetică în întrefier (valoarea maximă) B_δ

Se adoptă în funcţie de pasul polar τ şi de numărul perechilor de poli p , din figura 10.13; această valoare trebuie respectată şi pentru B_δ rezultat din calcul în funcţie de elementele constructive ale maşinii (v. rel. (10.35)).

B. Inducţiile magnetice în celelalte porţiuni ale circuitului magnetic (valori maxime)

În etapa actuală de dezvoltare a construcţiei de maşini electrice, cea mai folosită tablă silicioasă pentru tolele miezului feromagnetic este cea laminată la rece, cu cristale neorientate, cu grosimea de 0,5 mm şi izolaţie de lac sau oxizi, aplicată direct la întreprinderea furnizoare.

Această tablă are următoarele caracteristici:

— curba de magnetizare $B = f(H)$ — v. anexa 2;

— $p_{10/50} = 2,4 \text{ W/kg}$, pierderile specifice (pentru masa de 1 kg) la inducţia magnetică de 1 T şi frecvenţa de 50 Hz;

— $k_{Fe} = 0,95$ coeficientul de umplere al pachetului de tole (de împachetare).

Valorile recomandate, ale inducțiilor magnetice în diferitele porțiuni ale circuitului feromagnetic sînt :

a) în jugul statoric :

$$B_{j1} = 1,35 \div 1,55 \text{ T};$$

b) în jugul rotoric :

$$B_{j2} = 1,2 \div 1,6 \text{ T};$$

c) în dinții statorului :

— creștături cu pereți paraleli :

— în secțiunea minimă a dintelui : $B'_{d1max} = 1,7 \div 2,1 \text{ T};$

— în secțiunea medie a dintelui : $B'_{d1med} = 1,5 \div 1,7 \text{ T};$

— dinți cu pereți paraleli : $B'_{d1} = 1,4 \div 1,7 \text{ T};$

d) în dinții rotorului :

— creștături cu pereți paraleli :

— în secțiunea minimă a dintelui : $B'_{d2max} = 1,7 \div 2,2 \text{ T};$

— în secțiunea medie a dintelui : $B'_{d2med} = 1,5 \div 1,8 \text{ T};$

— dinți cu pereți paraleli : $B'_{d2} = 1,5 \div 1,8 \text{ T};$

10.5. ÎNFĂȘURAREA ȘI CRESTĂTURILE STATORULUI

Ca la orice mașină electrică, înfășurarea mașinii asincrone (și a mașinii sincrone), este cea mai importantă parte, constituind suportul material al curentului și tensiunii electrice. De aceea, împreună cu miezul feromagnetic, care este suportul material al fluxului magnetic, se mai numesc și *părțile active* ale mașinii, iar materialele folosite (cupru și tabla silicioasă) — *materiale active*.

Construcția și tipul înfășurării depind de o serie întreagă de factori, dintre care o pondere însemnată o au în special puterea, tensiunea și tipul de protecție și ventilație al mașinii.

Astfel, pentru mașinile de puteri mici ($P_N < 10 \text{ kW}$) se folosesc de regulă înfășurări într-un strat, cu bobine din conductor rotund (sîrmă), creștătura fiind semiînchisă sau semideschisă de formă ovală sau trapezoidală (fig. 10.15).

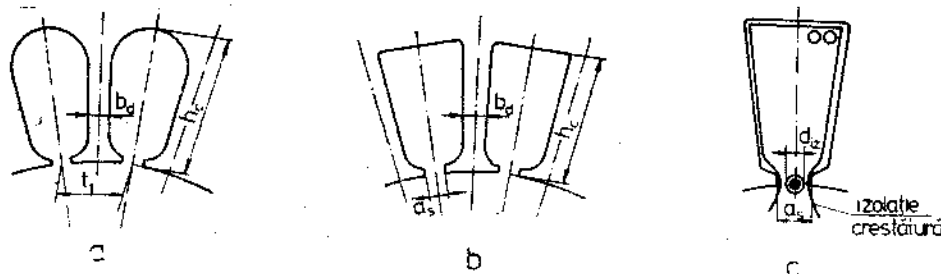


Fig. 10.15. Crestături ovale sau trapezoidale pentru înfășurările din sîrmă rotundă :
a — ovale; b — trapezoidale; c — introducerea conductorului în creștătură.

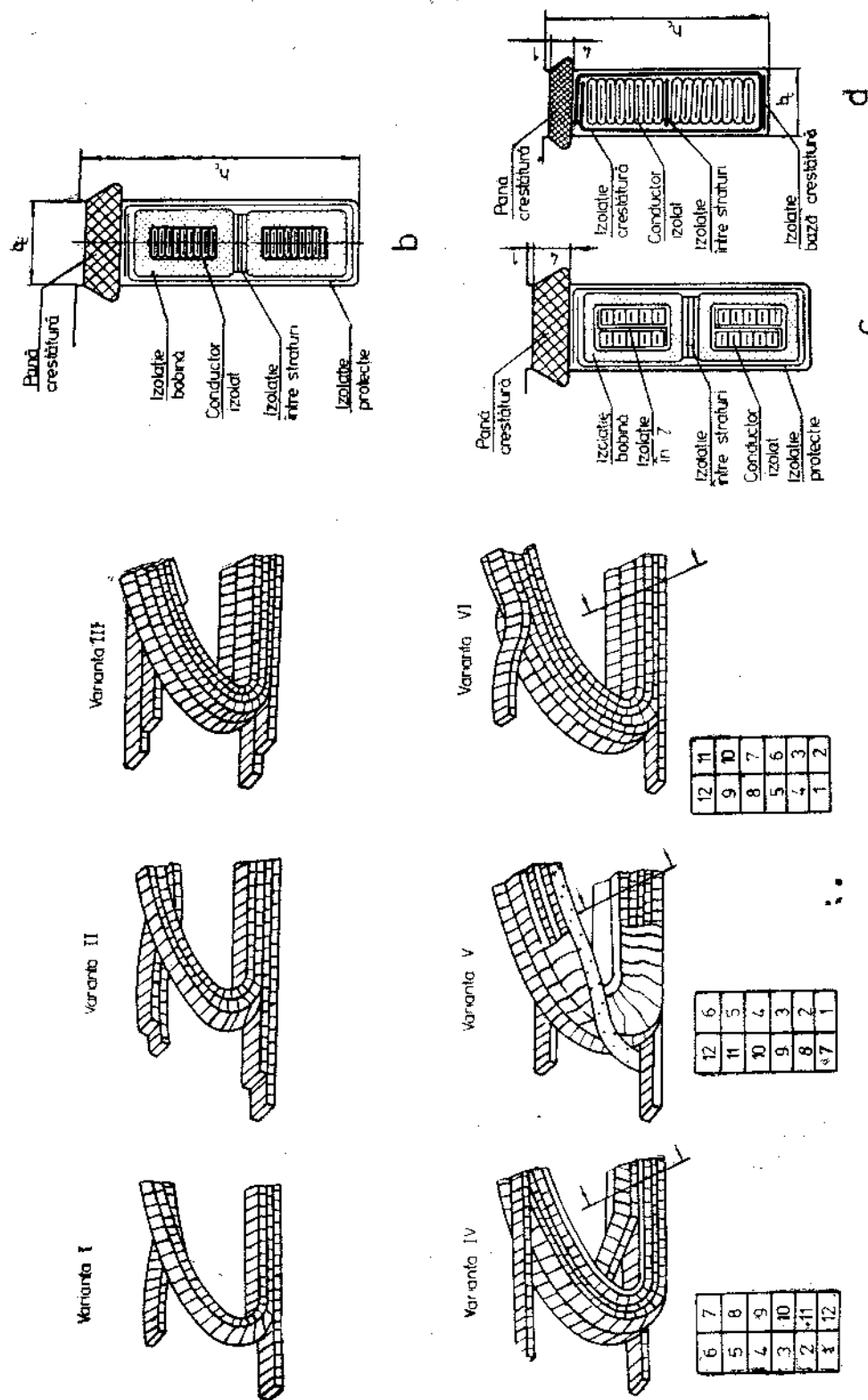


Fig. 10.16. Variantele de dispunere a conductoarelor profilate:

a — în bobine; b — în creștătură, pentru înfășurare de înaltă tensiune (I.L.) cu bobine izolate și conductoare dispuse pe un singur rînd (par. I și II); c — în creștătură pentru înfășurare de joasă tensiune (I.L.) cu bobine neizolate, izolația creștăturii fiind preînzădită separat.

În acest caz, dintele rezultă cu lățime constantă (cu pereți paraleli), capetele de bobină fiind, cel mai frecvent, dispuse în două etaje [20]. Aceste mașini se construiesc numai pentru joasă tensiune.

Pentru mașinile de puteri medii și mari ($P_N > 10$ kW), se folosesc atît înfășurările într-un strat cît și în două straturi, pentru joasă tensiune și înfășurare din sîrmă; creștăturile au aceleași forme ca la mașinile de puteri mici (fig. 10.15).

Dacă înfășurarea este din conductor profilat (dreptunghiular cu muchiile rotunjite) sau din bare, atunci aceasta se construiește numai în două straturi, creștăturile fiind cu pereții paraleli și de forme constructive indicate în figura 7.7.

Schemele de izolație a bobinelor în creștătură și în partea frontală, depind de faptul dacă mașina este de joasă tensiune sau de înaltă tensiune și sînt indicate în anexa 10 (tabelul 10-1), și în figura 10.16, b, c și d.

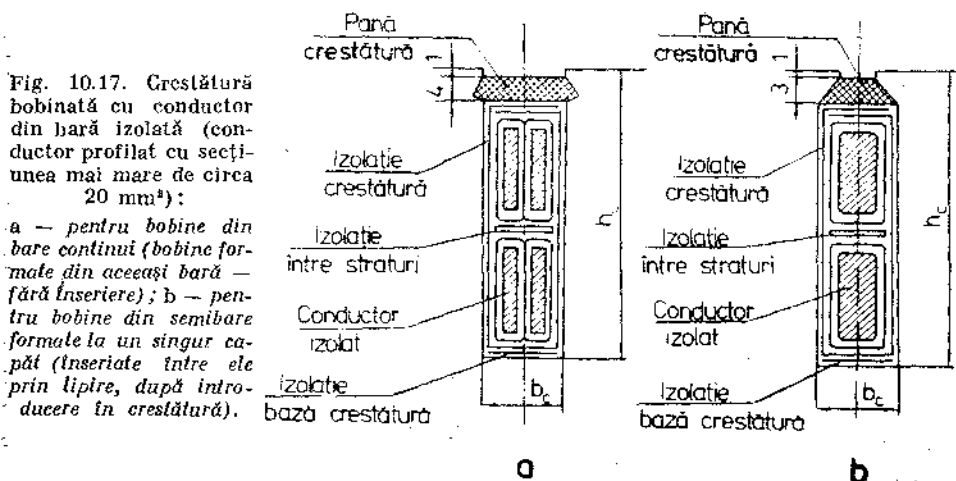
Înfășurarea de înaltă tensiune se construiește numai din conductor profilat. Pentru această înfășurare, care are numărul de conductoare dintr-o creștătură n_{c1} mare, se pot folosi mai multe variante de dispunere a conductoarelor în bobină și în creștătură, așa cum se observă și din figura 10.16, a, b, c. În acest caz, izolația creștăturii (a conductorului izolat față de masă) este constituită din însăși izolația bobinei, care are o grosime de $1,5 \div 2$ mm unilateral; acest lucru îi conferă bobinei o rigiditate mecanică suficientă, din care cauză înfășurarea de înaltă tensiune se mai numește și cu secții *rigide* sau *prefabricate* (fig. 10.16, b, c și fig. 10.45).

Izolația bobinei de înaltă tensiune (prefabricată) este constituită, cel mai frecvent astfel:

— *pe partea activă* (din creștătură): teacă de micafoliu, obținută prin micanizare cu grosimea unilaterală de $1,5 \div 1,8$ mm pentru $U_N = 6$ kV și $1,8 \div 2,2$ mm pentru $U_N = 10$ kV;

— *pe partea frontală*: $5 \div 7$ straturi 1/2 suprapus bandă izolantă de $0,15 \times 20$ mm, prin înfășurare.

Pentru bobinele neizolate din conductor profilat (de joasă tensiune), izolația creștăturii este prevăzută separat (fig. 10.16, d); de asemenea și pentru bobinele din bare (fig. 10.17).



Constructiv, bobinele din bare sînt de mai multe tipuri (v. și paragraful 10.8.1 B, punctul 3):

— *bobine din bare tip continuu* adică dintr-o singură bucată (fig. 10.48), cînd ambele laturi ale bobinei sînt formate din aceeași lungime a barei prin îndoire (fără lipitură de inseriere);

— *bobine în semibare formate la ambele capete* (fig. 10.49, a și b), cînd cele două laturi ale bobinei sînt formate separat, lipirca de inseriere între ele făcîndu-se după introducerea lor în creștătură;

— *bobine din semibare formate la un singur capăt* (fig. 10.49, c), cînd cele două laturi ale bobinei sînt formate numai la un singur capăt. Introducerea în creștătură se face prin partea frontală a miezului feromagnetic (cu partea neformată a barei), formarea după conturul punctat din figura 10.49, c la pasul y_1 al bobinei făcîndu-se manual, după introducerea în creștătură. După formarea și a acestui capăt, se efectuează lipirca de inseriere a semibarelor.

Pentru bobinele din bare de tip continuu și din semibare formate la ambele capete, se utilizează creștături deschise (fig. 7.7, a și 10.17, a) sau, pentru $n_c \geq 4$ și creștături semideschise asimetrice (fig. 7.7, c), deoarece introducerea în creștătură se face prin partea superioară a acesteia.

Pentru bobinele din semibare formate la un singur capăt, se utilizează creștături semiînchise (fig. 7.7, b și 10.17, b), deoarece introducerea semibarei în creștătură se face prin partea frontală a miezului cu capătul neformat. Utilizarea creștăturilor semiînchise prezintă avantajele unui coeficient Carter mai mic și de asemenea pierderi suplimentare în fier, de suprafață și pulsatorii, mai mici; reactanțele de scăpări sînt însă mai mari.

Printre avantajele înfășurării în două straturi este și acela al reducerii armonicilor superioare din curba tensiunii electromotoare printr-o scurtare convenabilă a pasului principal al bobinei. Astfel, pentru o diminuare simultană a armonicilor de ordinul 5 și 7 din curba tensiunii electromotoare, se obișnuiește o scurtare a pasului principal cu aproximativ 1/6 din pasul diametral, adică (v. și rel. 10.15):

$$y_1 \approx \frac{5}{6} y_\tau = \text{număr întreg}, \quad (10.27)$$

în care $y_\tau = Z_1/2p = mq$ este pasul diametral în creștături.

10.5.1. NUMĂRUL DE CRESTĂTURI ALE STATORULUI

Numărul de creștături ale statorului Z_1 este dat de relația:

$$Z_1 = 2pm_1q_1, \quad (10.27, a)$$

în care q_1 este numărul de creștături pe pol și fază.

După cum se observă, dacă se impune q_1 , rezultă Z_1 , ceea ce simplifică considerabil problema.

Totuși, la stabilirea lui Z_1 trebuie avute în vedere următoarele considerente:

a) pentru mașinile asincrone de obicei q_1 trebuie să fie număr întreg; foarte rar q_1 poate fi și fracționar, partea fracționară fiind în acest caz 1/2 (la mașini de putere și turație mică)

b) din motive de reducere a amplitudinii pulsațiilor inducției magnetice în întrefier, în special când creștăturile sînt deschise, se recomandă ca pasul dentar t_1 să fie cuprins între anumite limite optime;

c) pentru o formă a curbei tensiunii magnetice în întrefier cît mai apropiată de sinusoidă și o stabilitate bună în funcționare, este indicat ca q_1 să fie cît mai mare; în orice caz $q_1 > 2$.

În legătură cu cele menționate la punctul b, se recomandă pentru pasul dentar:

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z_1} \text{ [cm]}$$

următoarele limite orientative:

$$0,05\tau < t_1 < 0,2\tau. \quad (10.28)$$

cea ce revine la valorile:

$$1 \text{ cm} < t_1 < 2,5 \text{ cm, pentru mașinile cu } \tau \text{ mic și de joasă tensiune;} \quad (10.28, a)$$

$$2 \text{ cm} < t_1 < 4,5 \text{ cm, pentru mașinile cu } \tau \text{ mare și de înaltă tensiune.}$$

De asemenea, pentru q_1 , în funcție de numărul de poli, se recomandă următoarele limite:

$$\begin{aligned} q_1 &= 4 \div 6 \text{ pentru } 2p = 4; \\ q_1 &= 3 \div 5 \text{ pentru } 2p = 6; \\ q_1 &= 3 \div 4 \text{ pentru } 2p = 8; \\ q_1 &= 2 \div 3 \text{ pentru } 2p \geq 12. \end{aligned} \quad (10.29)$$

Rezultă astfel că pentru determinarea numărului de creștături statoreice Z_1 se poate proceda în două moduri:

- a) — se impune t_1 , în limitele indicate de relațiile (10.28, a);
- se calculează, numărul aproximativ de creștături:

$$Z_{1ap} = \frac{\pi D}{t_1} = Z_{1min} \div Z_{1max};$$

- se determină q_1 corespunzător:

$$q_{1ap} = \frac{Z_{1ap}}{2pm_1} = q_{1min} \div q_{1max};$$

- se rotunjește q_1 la un număr întreg (în limitele $q_{1min} \div q_{1max}$) și se verifică încadrarea lui în recomandările date de relațiile (10.29);
- se determină astfel definitiv:

$$Z_1 = 2pm_1q_1; \quad (10.30)$$

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z_1} \text{ [cm].}$$

- b) — se impune direct q_1 , în limitele relațiilor (10.29);
- se determină $Z_1 = 2pm_1q_1$;
- se determină:

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z_1} \text{ [cm]}$$

și se verifică încadrarea în limitele orientative, date de relațiile (10.28, a).

10.5.2. ELEMENTELE ÎNFĂȘURĂRII STATORULUI

A. Numărul de spire pe fază

Rezultă din relația (10.11), ținînd cont și de relația (10.8):

$$w_1 = \frac{k_F U_1}{4k_{Bf} k_{w1} \Phi} = \text{număr întreg}, \quad (10.31)$$

în care fluxul magnetic Φ este dat de relația (10.12).

B. Numărul de conductoare efective dintr-o creștătură

$$n_{c1} = \frac{2m_1 a_1 w_1}{Z_1} = \text{număr întreg}, \quad (10.31, a)$$

în care a_1 este numărul de căi de curent în paralel pentru o fază.

De obicei, a_1 se alege astfel încît să fie îndeplinite condițiile de simetrie a înfășurării, iar n_{c1} și w_1 să fie numere întregi.

Se observă că n_{c1} poate fi stabilit la valori apropiate de număr întreg, mai comod, prin valorile care se atribuie lui a_1 , în limitele condițiilor de simetrie a înfășurării. Astfel, de exemplu, dacă pentru $a_1 = 1$ a rezultat $n_{c1} = 6,5$, adică număr fracționar, luînd $a_1 = 2$ rezultă $n_{c1} = 13$ sau $a_1 = 4$ rezultînd $n_{c1} = 26$, adică direct numere întregi, ceea ce prezintă importanță la respectarea limitelor pentru solicitările electromagnetice A și B_s .

Condițiile de simetrie ce trebuie îndeplinite de înfășurările trifazate, indiferent de valoarea lui q , sînt următoarele:

1) Din condiția ca numărul de bobine pe fază și pe cale de curent să fie același trebuie ca:

- la înfășurarea într-un strat:

$$\frac{Z_1}{2m_1 a_1} = \text{număr întreg}; \quad (10.32)$$

- la înfășurarea în două straturi

$$\frac{Z_1}{m_1 a_1} = \text{număr întreg}. \quad (10.32, a)$$

2) Din condiția echilibrării căilor de curent în paralel pe fază trebuie ca:

$$\frac{2p}{a_1} = \text{număr întreg}, \quad (10.33)$$

ceea ce înseamnă că $a_{1max} = 2p$.

3) Din condiția ca numărul de spire pe fiecare fază și cale de curent în paralel să fie același, trebuie ca:

$$\frac{Z_1 n_{c1}}{2m_1 a_1} = w_1 = \text{număr întreg}. \quad (10.34)$$

4) Din condiția ca tensiunile electromotoare induse pe fază să fie egale și defazate cu $2\pi/m_1$, trebuie ca :

$$\frac{Z_1}{m_1 l} = \text{număr întreg}, \quad (10.35)$$

unde l este cel mai mare divizor comun al numărului de perechi de poli p și al numărului de creștături Z_1 .

Respectarea condițiilor de simetrie a înfășurărilor este obligatorie.

OBSERVAȚIE. Pentru $a_1 > 1$ ar trebui ca bobinele fiecărei căi de curent în paralel să fie uniform repartizate pe toată circumferința statorului. Cum acest lucru este greu de realizat din cauza numărului mare de conexiuni, rezultă că diferitele căi de curent în paralel ale aceleiași faze, sînt repartizate fie numai în partea de jos a statorului unde întrefierul este mai mic și deci fluxul magnetic pe pol mai mare, fie numai în partea de sus a statorului unde întrefierul este mai mare și fluxul magnetic mai mic.

Ca urmare, datorită acestor nesimetrii magnetice (din cauza excentricității și săgeții arborelui), între căile de curent în paralel ale aceleiași faze apar curenți de circulație care produc atît pierderi suplimentare, cît mai ales zgomote și flutărături, uneori cu mult peste limitele admisibile.

Din această cauză, este indicat să nu se folosească o singură sîcă pentru căile în paralel (în cazul conex. un. y), ci a_1 sîcări cu nuli separați, adică X_1, Y_1, Z_1 un nul, X_2, Y_2, Z_2 alt nul etc., aceste nuli fiind izolate (nelegate galvanic între ele).

Dacă înfășurarea este din sîrmă rotundă, într-un singur strat, atunci n_{c1} poate fi fie număr par, fie număr impar.

Dacă înfășurarea este însă în două straturi, atunci, pentru motive tehnologice (bobine egale, bobinare mai ușoară) este de preferat ca n_{c1} să fie număr întreg par. Această condiție devine obligatorie, atunci cînd înfășurarea este din bare și cînd de regulă $n_{c1} \leq 6$ (adică $n_{c1} = 2; 4$ sau 6); dispunerea conductoarelor în creștătură se face ca în figura 10.17 și anexa 10 (fig. 10-II, d și fig. 10-III, b și c).

Dacă condițiile de uniformitate ale solicitărilor electromagnetice A și B_s o reclamă, atunci chiar pentru înfășurarea în două straturi se poate lua n_{c1} și număr întreg impar.

În acest caz însă, deoarece bobinele, nu sînt egale, trebuie avute în vedere următoarele :

a) — pasul principal al înfășurării y_1 :

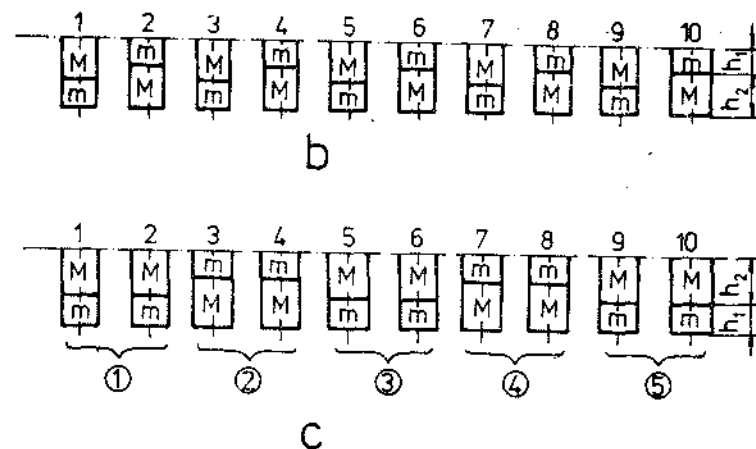
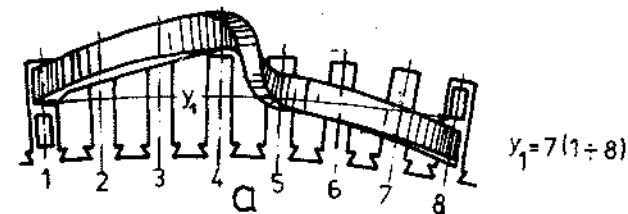
$$y_1 = \frac{Z_1}{2p} \mp \epsilon = \text{număr întreg},$$

scurtat conform relației (10.27) trebuie să fie de preferat număr întreg impar, pentru ca în fiecare creștătură să fie o latură a bobinei mari și o latură a bobinei mici (fig. 10.18, b);

Exemplu. Figura 10.18, b reprezintă dispunerea în creștături a laturilor bobinelor mari (M) și mici (m). Se observă că toate creștăturile impare (1, 3, 5, ...) au în stratul superior laturi ale bobinelor mari, iar creștăturile pare (2, 4, 6, ...) au în același strat laturi ale bobinelor mici.

Dacă $y_1 = 7$ (fig. 10.18, a) deci număr întreg impar (adică $y_1 = 1 - 8$) se observă că în creștătura 1, M este în stratul superior, iar în creștătura 8 în stratul inferior, așa cum se arată în figura 10.18, b.

Lucrurile se petrec în mod identic și cu bobinele mici (în creștătura 2, m este în stratul superior, iar în creștătura 9, în stratul inferior).



C. Verificări necesare

Pentru valorile definitive ale numărului de conductoare în creștătură n_{ct} și factorului k_{w1} sînt necesare următoarele calcule de verificare:

a) determinarea, definitivă, a numărului real de spire pe fază se face cu relația (10.34):

$$w_1 = \frac{Z_1 n_{ct}}{2m_1 a_1} = \text{număr întreg};$$

b) verificarea păturii de curent:

$$A = \frac{N_1 I}{\pi D} \text{ [A/cm]},$$

în care:

$N_1 = Z_1 n_{ct}$ este numărul total de conductoare ale înfășurării;

$I = \frac{I_N}{a_1}$ — curentul pe o cale de curent (care trece printr-un conductor).

În felul acesta, expresia păturii de curent devine:

$$A = \frac{Z_1 n_{ct} I_N}{\pi D a_1} = \frac{n_{ct} I_N}{a_1 t_1} \text{ [A/cm]}, \quad (10.36)$$

unde curentul nominal I_N este dat de relațiile (10.3) sau (10.3, a).

Valoarea păturii de curent A , obținută cu relația (10.36) trebuie să fie apropiată de cea adoptată din figura 10.13; ca limite, orientative, se poate considera relația:

$$0,97 A_{curbe} < A < 1,05 A_{curbe};$$

c) verificarea valorii maxime a inducției magnetice în întrefier (amplitudinea):

$$B_\delta = \frac{\Phi}{a_1 \tau l_i} \text{ [T]}, \quad (10.37)$$

în care fluxul magnetic util maxim Φ se recalculează cu relația:

$$\Phi = \frac{k_B U_1}{4k_B f w_1 k_{w1}} \text{ [Wb]}, \quad (10.38)$$

unde pentru w_1 și k_{w1} se iau valorile definitive obținute cu relația (10.34) și respectiv din anexa 1.

Valoarea lui B_δ , obținută cu relația (10.37), trebuie să fie apropiată de cea adoptată din figura 10.13. Dacă diferența este prea mare, atunci se recalculează, pentru B_δ impus, lungimea ideală:

$$l_i = \frac{\Phi}{a_1 \tau B_\delta} \text{ [m]} \quad (10.38. a)$$

(cu τ , în m), reconsiderându-se geometria miezului feromagnetic (v. paragraful 10.2.2 B).

Ca limite, orientative, se poate considera relația:

$$0,98 B_{\delta curbe} < B_\delta < 1,02 B_{\delta curbe}$$

10.5.3. TIPUL ÎNFAȘURĂRII ȘI DIMENSIUNILE CREȘTĂTURII

A. Secțiunea conductorului efectiv, de forma căruia depinde în principal tipul înfășurării

Se determină cu relația:

$$s_{cu1} = \frac{I_N}{a_1 J_1} \text{ [mm}^2\text{]}, \quad (10.39)$$

în care densitatea de curent J_1 se alege conform indicațiilor de la paragraful 10.4.1 B, pentru mașina asincronă, sau 13.3.1 B, pentru mașina sincronă.

De mărimea secțiunii conductorului depinde forma (profilul) lui, care la rîndul său impune tipul constructiv al înfășurării și creștăturii.

B. Tipul înfășurării și forma creștăturii în funcție de profilul conductorului

Este indicat, orientativ, în tabelul 10.3.

Tabelul 10.3

Forma conductorului, tipul înfășurării și forma creștăturii în funcție de secțiunea conductorului

Nr. vari- antei	s_{cu1} (mm ²)	Forma conductorului (profilul)	Tipul constructiv al înfășurării	Forma creștăturii
I	$s_{cu1} \leq 6$	Rotund, izolat cu e-mail tereftalic (ET) foarte rar cu email tereftalic și 2 straturi de sticlă (E2S). Clasă de izolație F	Înfășurare din sîrmă cu unul sau mai multe fire în paralel ($n_f \geq 1$), într-un strat, cu pas diametral sau în două straturi cu pas scurtat	Ovală sau trapezoidală (fig. 10.15); $a_s \geq d_{iz} + 1,5$ mm. Izolația creștăturii este separată. Se indică pentru mașinile de joasă tensiune
II	$6 < s_{cu1} \leq 20$	Profilat (dreptunghiular), izolat cu email tereftalic și două straturi de fire din sticlă (PE2S). Clasă de izolație F	Înfășurare din conductor profilat în două straturi cu bobine egale: — neizolate pentru j.t.; — izolate (secții rigide) pentru i.t. De obicei $n_c > 6$	Deschisă, de forma indicată în (fig. 7.7, a și 10.16, b, c (pentru i.t.)). Pentru j.t., izolația creștăturii este separată (vezi fig. 10.16, d)
		Rotund, izolat (ET). Clasă de izolație F	La mașinile de j.t. se pot lua multe fire în paralel și obține o înfășurare din sîrmă	Ovală sau trapezoidală (fig. 10.15)
III	$s_{cu1} > 20$	Profilat (dreptunghiular) izolat (PE2S), cu o singură bară sau mai multe în paralel (pe lățime). Clasă de izolație F	Înfășurare din bare ($n_c = 2; 4$ sau 6): — de tip continuu — de tip cu mufă de inseriere (cu lipituri)	Deschisă (fig. 7.7, a și fig. 10.17, a)
		Rotund, izolat (ET). Clasă de izolație F	Pentru j.t., se pot lua mai multe căi în paralel ($a_1 > 1$) și mai multe fire în paralel ($n_f = 6 \div 10$)	Semideschisă sau semînchisă (fig. 7.7, b, c și fig. 10.17, b)
				Ovală sau trapezoidală (fig. 10.15)

Pentru înfășurarea de înaltă tensiune se folosește numai conductor profilat, chiar dacă $s_{cu1} < 6 \text{ mm}^2$, deoarece în cazul conductorului rotund nu se poate realiza teaca izolantă pe porțiunea activă din creștătură (așezarea conductoarelor unul peste altul nu este stabilă).

OBSERVAȚIE. Definirea formei creștăturii: deschisă, semideschisă sau semiînchisă, simetrică sau asimetrică este indicată în paragraful 7.4.3 A.

Dacă inițial se preferă un anumit tip de înfășurare, de exemplu din sîrmă rotundă, care este foarte convenabilă tehnologic, atunci, secțiunea conductorului efectiv, dată de relația (10.39), se poate obține prin folosirea mai multor fire în paralel n_f . În acest caz, secțiunea unui fir devine secțiunea conductorului elementar s_{cond} , care rezultă din STAS-ul de conductoare. În orice caz, trebuie avut în vedere ca la înfășurarea din sîrmă rotundă să se aleagă n_f , astfel încît diametrul conductorului să fie, pentru comoditatea bobinării, mai mic sau cel mult egal cu 2,3 mm.

În legătură cu tipul înfășurării și problemele constructive ce apar, vezi paragraful 10.8.1.

C. Dimensiunile conductorului și ale creștăturii

Se determină similar, ca la mașina de curent continuu (v. paragraful 7.4.3 B), în funcție de numărul de conductoare din creștătură n_{c1} stabilit și ținînd cont de următoarele limite ale rapoartelor constructive (v. și rel. 7.24) :

$$\beta = \frac{b_c}{t_1} = 0,35 \div 0,5 ;$$

$$\beta_1 = \frac{h_c}{\tau} = 0,1 \div 0,15 \text{ pentru j.t. și } 0,15 \div 0,25 \text{ pentru i.t. ;}$$

$$\beta_2 = \frac{h_c}{b_c} = 2,5 \div 8. \quad (10.40)$$

Pentru o înțelegere mai ușoară se reiau pe scurt, etapele necesare dimensionării creștăturilor.

a) **Pentru înfășurarea din sîrmă rotundă.** După calcularea secțiunii cu relația (10.39) și stabilirea numărului de fire în paralel n_f , se alege diametrul conductorului din STAS 685-75, anexa 5, iar diametrul izolat d_{iz} , rezultă în funcție de indicațiile din anexa 9.

Dimensiunile creștăturii ovală sau trapezoidală (fig. 10.15) se determină prin construcție grafică (la scară mărită), fiind necesare următoarele etape :

— se determină lățimea constantă a dintelui :

$$b_d = \frac{t_1 l_1 B_d}{k_{re} l_{re} B'_{dadm}} \quad [\text{m}]. \quad (10.41)$$

în care :

$k_{re} = 0,95$ este coeficientul de împachetare, pentru tablă de 0,5 mm grosime, laminată la rece cu cristale neorientate și izolată cu peliculă fină de lac ;

B'_{dadm} — amplitudinea inducției magnetice admisibilă în dinte, care se ia conform indicațiilor de la paragraful 10.4.2 B sau 13.3.2 B ;

— se determină secțiunea netă a creștăturii S'_{cr} (fără pană și istm și fără izolația creștăturii compusă din 2 folii izolante de NMN „nomex-mylar-nomex” cu grosimea de 0,22 mm folia și izolația dintre straturi) :

$$S'_{cr} = \frac{n_{tot} d_{iz}^2}{k_u} \quad [\text{mm}^2], \quad (10.42)$$

în care :

d_{iz} este diametrul izolat al conductorului, în mm ;

$n_{tot} = n_{c1} n_f$ — numărul total de conductoare elementare în creștătură ;

$k_u \leq 0,75$ — coeficientul de umplere a creștăturii ;

— se face construcția la scară, respectînd b_d și variînd înălțimea creștăturii, pînă cînd se ajunge cu valoarea măsurată pe desen a lui S'_{cr} la valoarea dată de relația (10.42) ;

— deschiderea creștăturii a_s se ia astfel încît să poată fi introdus în creștătură, conductorul izolat în timp ce este protejat de izolația creștăturii (v. fig. 10.15, c), adică :

$$a_s \geq d_{iz} + 1,5 \text{ mm}. \quad (10.42, a)$$

b) **Pentru înfășurări din conductor profilat sau din bare,** cînd creștăturile au pereți paraleli (fig. 7.7), etapele de dimensionare sînt următoarele :

— se impune raportul β , conform relației (10.40) și rezultă :

$$b_c = \beta t_1 = b_{cmin} \div b_{cmax} ; \quad (10.43)$$

— se stabilește tipul creștăturii (fig. 7.7) și al izolațiilor folosite în funcție de tensiunea mașinii, numărul de conductoare n_{c1} și forma conductorului astfel :

— pentru înaltă tensiune și conductor profilat conform figurii 10.16, b, c (la conductoare așezate pe două rînduri se prevede izolația în „Z”, între rînduri, figura 10.16, c) ;

— pentru joasă tensiune și conductor profilat cu $n_{c1} > 6$, conform figurii 10.16, d ;

— pentru joasă tensiune și conductor din bară izolată (PE2S), conform figurii 10.17 ;

OBSERVAȚIE. Materialele pentru izolațiile specificate în figura 10.16, b, c, d și 10.17, a, b sînt indicate în anexa 10 (tabelul 10-I).

Pentru clasa de izolație F (folosită în etapa actuală) se reamintește că ele sînt următoarele (denumirile corespund cu fig. 10.16, b, c și d și 10.17, a, b) :

— izolația bază creștătură — sticloteolit cu grosimea de 0,5 mm ;

— izolația între straturi — sticloteolit cu grosimea de 0,5 mm ;

1—2 bucăți pentru joasă tensiune ;

4—6 bucăți pentru înaltă tensiune ;

— izolația creștăturii — NMN (nomex—mylar—nomex) cu grosimea de 0,22 mm, 1—2 folii (cel mai frecvent 2 folii suprapuse) ;

— izolația de protecție mecanică — NMN cu grosimea de 0,22 mm un strat (nu este obligatorie la miezurile împachetate bine) ;

— izolația în „Z”, între rînduri — folie izolantă cu grosimea de 0,25 mm (sau NMN) ;

— izolația bobinei (la 1.t.) — teacă izolantă, pe bază de mică, cu grosimea: $1 \div 1,3$ mm, pentru tensiunea $U_N = 1000$ V;
 $1,6 \div 1,8$ mm, pentru tensiunea $U_N = 6300$ V;
 $2,2 \div 2,5$ mm, pentru tensiunea $U_N = 10500$ V;
— pană creștătură — sticloteț cu grosimea de $3 \div 4$ mm.

— se calculează:

b_{iz} — suma grosimilor tuturor izolațiilor pe lățimea creștăturii, inclusiv a conductorului (E2S) și jocul $= 0,2 - 0,3$ mm;

h_{iz} — suma grosimii tuturor izolațiilor pe înălțimea creștăturii, a penei creștăturii și jocul $= 0,3 - 0,5$ mm;

— se determină din limitele lățimii creștăturii (rel. 10.43) limitele dimensiunii conductorului pe lățimea creștăturii.

$$b_{cu} = \frac{b_c - b_{iz}}{\text{numărul conductoarelor pe lățimea creștăturii}}; \quad (10.43, a)$$

— pentru aceste limite ale lui b_{cu} și pentru s_{cu1} determinat cu relația (10.39), se aleg din STAS 2873/1-86 (anexa 7), dimensiunile definitive ale conductorului: b_{cu} , h_{cu} și s_{cu} ;

— din anexa 9 se stabilește grosimea bilaterală a izolației conductorului;

— se recalculază dimensiunile definitive ale creștăturii:

$$b_c = b_{cu} \times \text{numărul conductoarelor pe lățimea creștăturii} + b_{iz}; \quad (10.44)$$

$$h_c = h_{cu} \times \text{numărul conductoarelor pe înălțimea creștăturii} + h_{iz}$$

D. Verificări necesare

a) Verificarea încadrării în limite a inducției magnetice în jugul statorului (valoare maximă):

$$B_{j1} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{Fe} h_{j1}} [T], \quad (10.45)$$

în care h_{j1} este înălțimea de calcul a jugului statoric.

Cînd nu există canale axiale de ventilație atunci (v. fig. 10.27 și 13.16, b)

$$h_{j1} = h_{j1} = \frac{D_c - D}{2} - h_{c1} [m]. \quad (10.45, a)$$

Limitele admisibile ale inducției magnetice în jugul statorului sînt indicate în paragraful 10.4.2 B, pentru mașina asincronă sau 13.3.2 B, pentru mașina sincronă.

Dacă valoarea obținută a inducției magnetice în jug nu se încadrează în limite, atunci, cel mai frecvent se schimbă diametrul interior al statorului D (tot la valori rotunjite).

În cazuri rare (la abateri mici) și corelat cu inducția magnetică maximă în dinte (v. mai jos punctul b), se acționează și asupra dimensiunilor creștăturii.

Dacă mașina este prevăzută cu canale axiale de ventilație rotunde (v. fig. 10.27), atunci înălțimea de calcul a jugului din relația (10.45) se determină cu relația:

$$h_{j1} = h_{j1} - \frac{2}{3} m_{a1} d_{a1} [m], \quad (10.45, b)$$

în care:

m_{a1} este numărul rindurilor după care sînt așezate canalele axiale (pe înălțimea jugului);

d_{a1} — diametrul canalului axial;

h_{j1} — dat de relația (10.45, a).

Cînd canalele axiale sînt dispuse pe un singur rînd, ca în figura 10.27 (cazul cel mai utilizat):

$$m_{a1} = 1.$$

b) Inducția magnetică aparentă maximă în dinte (la baza acestuia, unde secțiunea este minimă):

$$B'_{d1max} = \frac{l_1 l_2 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d1min}} \leq B_{dmaxadmis}. \quad (10.46)$$

Limitele lui $B_{dmaxadmis}$ sînt indicate în paragraful 10.4.2 B sau 13.3.2 B. Lățimea minimă a dintelui este:

$$b_{d1min} = t_1 - b_c [m]. \quad (10.46, a)$$

c) Valoarea exactă a densității de curent (după definitivarea dimensiunilor conductorului și creștăturii):

$$J_1 = \frac{I_N}{a_1 s_{cu1}} [A/mm^2] \quad (10.47)$$

trebuie să se încadreze în limitele indicate în paragraful 10.4.1 B sau 13.3.1 B. Pentru înfășurarea cu mai multe fire în paralel:

$$s_{cu1} = n_f s_{cond}$$

în care s_{cond} este secțiunea unui singur conductor rezultată din STAS-ul respectiv, în funcție de dimensiunile (sau diametrul) conductorului.

d) Se calculează valorile definitive ale rapoartelor:

$$\beta = \frac{b_c}{t_1}; \quad \beta_1 = \frac{h_c}{\tau} \quad \text{și} \quad \beta_2 = \frac{h_c}{b_c},$$

care, orientativ, pentru mașinile normale, au valori cuprinse în limitele indicate de relațiile (10.40) (aceste limite nu sînt obligatorii).

10.6. ÎNFĂȘURAREA ȘI CRESTĂTURILE ROTORULUI

Ca și înfășurarea statorului, înfășurarea rotorului prezintă o importanță deosebită în obținerea unor caracteristici de lucru superioare de la mașina proiectată. Spre deosebire de înfășurarea statorului, înfășurarea rotorului fiind în mișcare de rotație este supusă și unor serioase solicitări mecanice. De aceea, dimensionarea din punct de vedere electromagnetic al acesteia, trebuie făcută

în strînsă legătură cu rezolvarea corespunzătoare a problemelor de ordin mecanic. Acest lucru conduce la ideea că sînt de preferat în primul rînd acele soluții constructive care conferă înfășurării o bună consolidare mecanică atît în partea activă a mașinii (în creștătură), cît și în părțile frontale.

10.6.1. NUMARUL DE CRESTĂTURI ȘI TIPUL ÎNFĂȘURĂRII

A. Mașini cu rotorul bobinat

În acest caz, înfășurarea rotorului se realizează ca și înfășurarea statorului, trifazată, adică :

$$m_2 = m_1 = 3.$$

Numărul de creștături ale rotorului Z_2 se determină cu o relație identică cu cea de la stator :

$$Z_2 = 2pm_2q_2. \quad (10.48)$$

în care q_2 este numărul de creștături pe pol și fază ale rotorului.

Pentru evitarea cuplurilor parazite care pot produce blocarea rotorului la pornire (fenomenul de lipire, cînd dinții rotorului se află în dreptul dinților statorului) rotorul se construiește cu un număr de creștături diferit de numărul de creștături din stator, adică :

$$Z_2 \neq Z_1,$$

de unde rezultă :

$$q_2 \neq q_1.$$

În general, q_2 se ia de obicei mai mare sau mai mic cu o unitate decît q_1 , adică :

$$q_2 = q_1 \pm 1. \quad (10.48, b)$$

Cînd pentru determinarea numărului de creștături din stator Z_1 s-a ales, pe baza indicațiilor date de relațiile (10.29), q_1 la limita inferioară, atunci $q_2 = q_1 + 1$ și invers, cînd q_1 se situează la mijloc sau spre limita superioară atunci se preferă întotdeauna $q_2 = q_1 - 1$, deoarece o valoare mică pentru q_2 , conduce la o reducere a pierderilor de pulsație în dinții statorului.

Relația $q_2 = q_1 \pm 2$ se utilizează în cazuri foarte rare deoarece diferența mare între q_1 și q_2 (mai ales la creșterea lui q_2) conduce la o diferență mare a pierderilor suplimentare în fier.

Ca și la stator, q_2 trebuie să fie număr întreg. Totuși în unele cazuri pentru mașini mici sau cu o viteză de rotație mică, se mai poate lua și număr fracționar, dar fracția să fie $1/2$, adică :

$$q_2 = 2 \frac{1}{2}.$$

La motoarele de putere mică ($P_N \leq 10$ kW), înfășurarea rotorului se construiește de obicei din conductor rotund, într-un strat sau în două straturi. În acest caz, creștăturile sînt închise sau semiînchise, pentru reducerea pulsa-

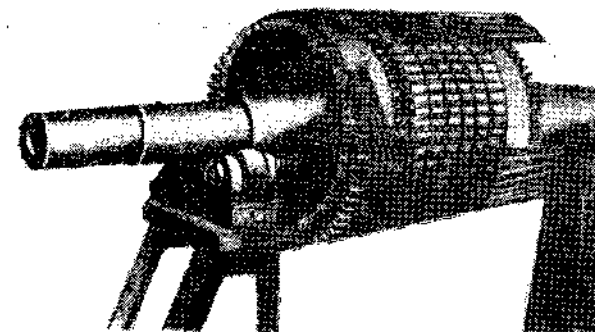


Fig. 10.19. Rotor bobinat de mașină asincronă cu înfășurare din semibare formate la un singur capăt, în timpul procesului de bobinare.

țiilor cîmpului magnetic în întrefier, avînd forma ovală sau trapezoidală (deci cu lățimea dintelui constantă) așa cum se indică în figura 7.8 (vezi și fig. 10.15, însă pentru stator).

Deschiderea a , a creștăturii trebuie să permită introducerea conductorului izolat în timp ce este protejat de izolația creștăturii (vezi fig. 10.15, c).

Pentru mașinile de puteri mijlocii și mari ($P_N > 10$ kW) se folosește de regulă înfășurarea din bare, avînd creștăturile semiînchise cu pereții paraleli de tipul celei din figura 7.7, b. Semibarele folosite, cu mufe de inseriere, sînt formate (fasonate) la un singur capăt (fig. 10.48, c). Introducerea lor în creștătură se face cu capătul neformat, prin partea frontală a miezului feromagnetic rotorice, după care se trece la formarea capătului drept, corespunzător pasului înfășurării. Un astfel de rotor în timpul procesului de bobinare este indicat în figura 10.19.

Înfășurările din bare se construiesc în două straturi. În toate cazurile de înfășurări rotorice pasul principal se ia diametral, adică :

$$y_1 = \frac{Z_1}{2p} = m_2q_2 = \text{număr întreg}. \quad (10.49)$$

Evident în cazul în care q_2 este număr fracționar, y_1 se stabilește la valoarea cea mai apropiată a numărului întreg obținut cu relația (10.49); cu fracțiunea din creștătură cu care s-a scurtat y_1 (de obicei $1/2$) se lungeste pasul secundar y_2 .

Cel mai utilizat tip de înfășurare în două straturi este înfășurarea *ondulată*, deoarece necesită un număr minim de conexiuni, legăturile între bobinele diferiților poli făcîndu-se direct din pasul rezultat al acesteia. Din această cauză, înfășurarea de curent alternativ, ondulată mai este denumită și „înfășurare tip rotor”.

Problemele constructive legate de tipul înfășurării și al bobinelor utilizate sînt arătate pe larg în paragraful 10.8.1.

B. Mașini cu rotorul în scurtcircuit

Înfășurarea rotoarelor în scurtcircuit mai poartă denumirea și de înfășurare în colivie. În acest caz, înfășurarea este considerată polifazată, cu :

$$m_2 = Z_2$$

faze, curenții prin barele coliviei fiind defazați între ei cu unghiul :

$$\alpha = p \frac{2\pi}{Z_2} \text{ [}^\circ\text{el]}.$$

Ca și în cazul rotorului bobinat, pentru evitarea fenomenului de lipire la pornire, numărul de creștături ale rotorului Z_2 , trebuie, în mod obligatoriu să fie diferit de numărul de creștături ale statorului Z_1 , adică să fie respectată condiția impusă de relația (10.48, a).

De regulă, numărul de creștături ale rotorului în scurtcircuit Z_2 , pentru motoarele asincrone, se determină în funcție de numărul de creștături din stator Z_1 , astfel încât să se evite apariția unor cupluri parazite și a unor forțe tangențiale și radiale (de trepidatie) periculoase pentru funcționarea mașinii. Apariția forțelor parazite este determinată de existența armonicilor superioare în curba solenației statorului și rotorului și de armonicile dentare din curba cîmpului magnetic din întrefier.

Forțele tangențiale ale armonicilor superioare din curba cîmpului magnetic al mașinii acționează asupra rotorului, creînd cuplurile parazite asincrone și sincrone, care, suprapunîndu-se peste cuplul fundamentalei, conduc la apariția unor scăderi (înșeuări) în caracteristica mecanică, scăderi care la rîndul lor pot provoca „agățarea” motorului la o turație sub cea nominală. Exemple de caracteristici mecanice $M = f(s)$, cu scăderi datorită cuplurilor parazite sînt indicate în figura 10.20 și figura 10.21.

De asemenea, în timpul rotirii, dinții rotorici se deplasează în continuu față de dinții statorici. Din această cauză, apar vibrații periodice ale inducției magnetice în dinții statorului și rotorului, care produc diferite fenomene acustice cum este sunetul de sirenă etc.

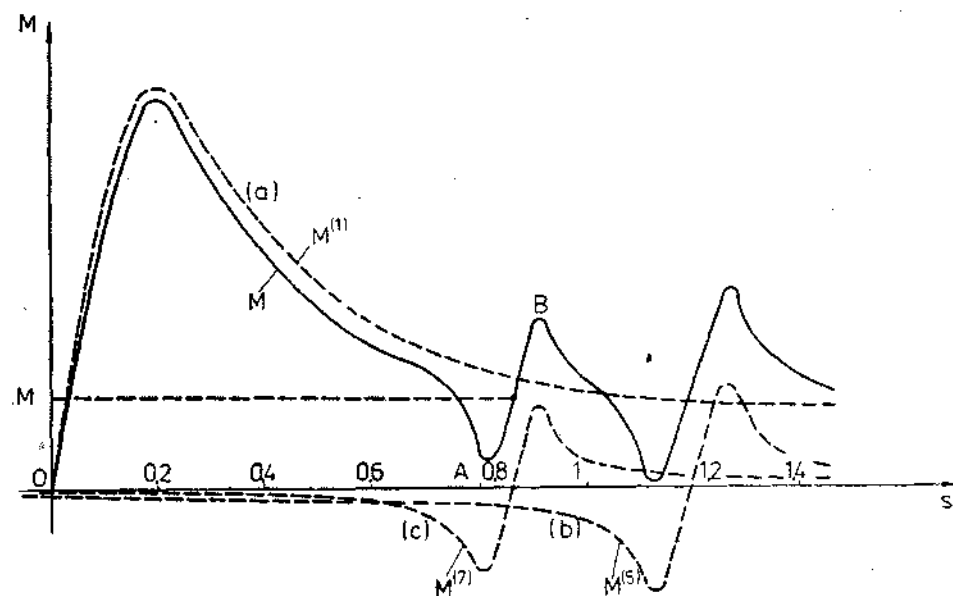


Fig. 10.20. Caracteristica mecanică $M = f(s)$ cu evidențierea cuplurilor parazite asincrone ale armonicilor de ordinul 5 și 7.

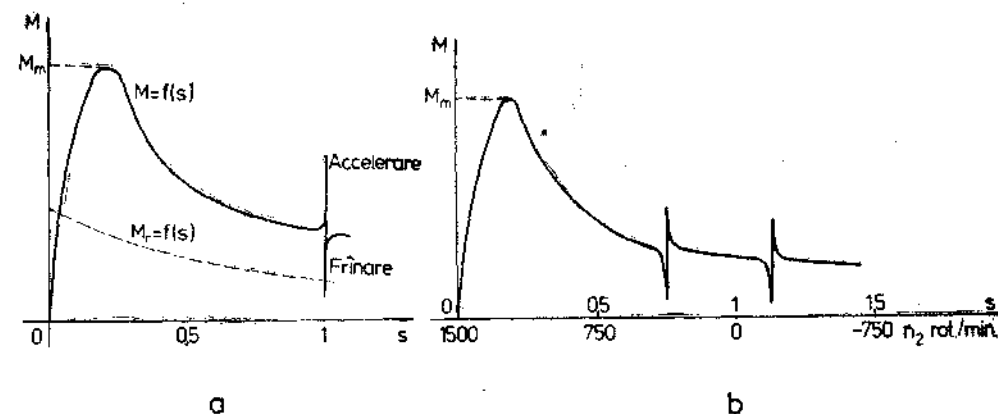


Fig. 10.21. Caracteristica mecanică $M = f(s)$ cu evidențierea cuplurilor parazite sincrone: a - la pornire; b - la diferite viteze.

Afară de aceasta, datorită armonicilor de cîmp și de dantură care produc o permanentă modificare a inducției magnetice în întrefier într-un punct dat la periferia interioară a statorului, apar forțe variabile de atracție între stator și rotor. Aceste forțe de atracție, diferite după diferitele axe ale mașinii, se deplasează cu o anumită viteză, provocînd vibrații ale armăturilor.

Influența cuplurilor parazite se exercită mult mai pronunțat asupra funcționării motoarelor cu rotorul în scurtcircuit, din cauză că diferitele cîmpuri magnetice ale armonicilor sînt mult mai puternice la rotorul în colivie.

Rezultă astfel că, în acest caz, motorul asincron reprezintă o sumă de motoare asincrone și sincrone suplimentare, care lucrează pe același arbore și care pot deranja sau face chiar imposibilă funcționarea motorului principal (corespunzător armonicii fundamentale). De aceea, apariția cuplurilor parazite ale motorului asincron trebuie evitată sau, dacă acest lucru nu se poate întotdeauna, atunci acestea trebuie să fie reduse în cît mai mare măsură, acționînd fie asupra statorului, fie asupra rotorului.

De exemplu, pentru a înlătura cuplurile asincrone parazite, cel mai simplu este să se reducă armonicile solenației statorului. Pentru aceasta se utilizează înfășurări cu pas scurtat și cu număr întreg de creștături pe pol și fază. Înfășurările cu număr fracționar de creștături pe pol și fază (care ar putea fi, de asemenea, utilizate) formează adeseori sisteme repartizate nesimetric pe periferia statorului și contribuie la producerea zgomotului în motor. Din această cauză, înfășurările cu număr fracționar de creștături pe pol și fază se folosesc rar la mașinile asincrone (spre deosebire de cele sincrone) și atunci numai la cele cu rotorul bobinat.

De asemenea, un mijloc foarte eficace împotriva cuplurilor sincrone parazite, prin reducerea armonicilor din curba cîmpului magnetic datorită creștăturii armăturilor, îl constituie înclinarea creștăturilor rotorului sau statorului pe generatoarea armăturii respective (înclinarea creștăturilor unei armături se face cu un pas dentar al armăturii opuse). Cel mai frecvent se înclină creștăturile rotorului cu aproape un pas dentar al statorului și aceasta în special la motoarele mici, unde datorită diametrelor mici, nu se pot obține rapoarte potrivite între numerele de creștături Z_1 și Z_2 .

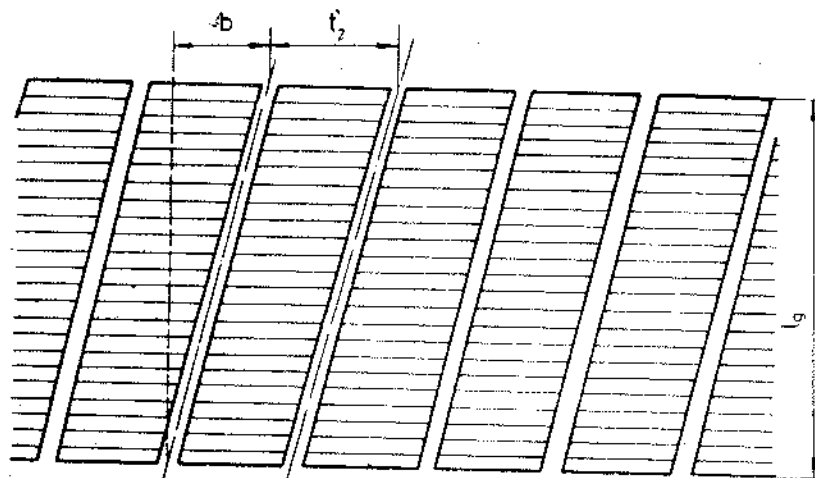


Fig. 10.22. Rotorul cu creștături înclinate față de generatoare (desfășurat).

Factorul de înfășurare datorită înclinării (corespunzător fundamentalei t.e.m.) în conformitate cu figura 10.22 are expresia :

$$k_i = \frac{\sin\left(\frac{\alpha}{2} \frac{b}{t_2}\right)}{\frac{\alpha}{2} \frac{b}{t_2}}, \quad (10.50)$$

în care :

$\alpha = \frac{2\pi p}{Z_2}$ este unghiul electric dintre două creștături ;

$\frac{b}{t_2}$ — raportul dintre înclinarea b a creștăturii și pasul creștăturii rotorului (pasul dentar) t_2 .

În cazul în care înclinarea b se face cu un pas dentar al statorului t_1 , atunci :

$$k_i = \frac{\sin\left(\frac{\pi p}{Z_1}\right)}{\frac{\pi p}{Z_1}}. \quad (10.50, a)$$

ATENȚIE! Înclinarea creștăturilor pe generatoarea armăturii respective constituie un avantaj sub aspectul reducerii cuplurilor parazite sincrone și a pierderilor suplimentare în înfășurări, numai când bobinele (inclusiv barele coliviei) din creștătură sînt izolate. În cazul motoarelor în scurtcircuit însă, când barele coliviei nu sînt izolate față de miez, situație întâlnită frecvent în fabricația mașinilor, înclinarea creștăturilor coliviei pe generatoare poate avea uneori efect contrar, conducînd la creșterea cuplurilor parazite și pierderilor suplimentare în colivie, cu consecințe importante asupra încălzirii și randamentului mașinii. Acest lucru se datorește în primul rînd atît curenților transversali, care se închid de la bară la bară prin tole, cît și curentului longitudinal de circulație produs de diferența de potențial ce apare între capetele aceleiași bare ca urmare a pozițiilor diferite în cîmpul magnetic din întrefier.

Alte considerații referitoare la efectul înclinării creștăturilor asupra caracteristicilor mașinii sînt date în literatură [20], [21].

În concluzie, se poate spune că pentru înlăturarea neajunsurilor menționate, între numerele creștăturilor din stator Z_1 și din rotor Z_2 trebuie respectate o serie de relații de forma :

$$Z_1 - Z_2 \neq \pm 1; \pm 2; \pm (p \pm 1); \pm (p \pm 2);$$

$$Z_1 - Z_2 \neq \pm p; \text{multiplu de } \pm 3p \text{ etc.}$$

sau de alte forme [25], [27], depinzînd de puterea și dimensiunile mașinii, destinație, caracteristicile de funcționare, numărul de poli etc.

Rezultate satisfăcătoare se obțin cînd Z_2 diferă cu 15÷30% față de Z_1 .

În tabelul 10.4 sînt date numerele favorabile de creștături la motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit (tip colivie).

Tabelul 10.4

Numărul de creștături recomandate pentru motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit (în colivie)

Nr. poli $2p$	Z_1	Z_2 — Creștături drepte ale rotorului	Z_2 — Creștături înclinate ale rotorului
1	2	3	4
a) Mașini pentru condiții normale de lucru			
2	18 24 30 36 42 48	— [16] 32 22, 38 26, 28, 44, 46 32, 34, 50, 52 38, 40, 56, 58	26 (18), (30), 31, 33, 34, 35 (18), 20, 21, 23, (24), 37, 39, 40 25, 27, 29, 43, 45, 47 — 59
4	24 36 42 48 60 72	[32] 26, 44, 46 (34), (50), 52, 54 34, 38, 56, 58, 62, 64 50, 52, 68, 70, 74 62, 64, 70, 82, 86	16, [20], 30, 33, 34, 35, 36 (24), 27, 28, 30, [32], 45, 48 (33), 34, [38], (51), 53 (36), (39), 40, [44], 57, 59 48, 49, 51, 56, 64, 69, 71 61, 63, 68, 76, 81, 83
6	36 54 72 90	26, 42, [48] 44, 64, 66, 68 56, 58, 62, 82, 84, 86, 88 74, 76, 78, 80, 100, 102, 104	47, 49, 50 42, 43, 65, 67 57, 59, 60, 61, 83, 85, 87 75, 77, 79, 101, 103, 105
8	48 72 84 96	34, 62, [64] 58, 86, 88, 90 66, (68), 70, 98, 100, 102, 104 78, 82, 110, 112, 114	35, 61, 63, 65 56, 57, 59, 85, 87, 89 (68), (69), (71), (97), (99), (101) 79, 80, 81, 83, 109, 111, 113
10	60 90 120	44, 46, 74, 76 68, 72, 74, 76, 104, 106, 108, 110, 112, 114 86, 88, 92, 94, 96, 98, 102, 104, 106, 134, 138, 140, 142, 144, 146	57, 63, 77, 78, 79 70, 71, 73, 87, 93, 107, 109 99, 101, 108, 117, 123, 137, 139
12	72 90 108 144	56, 64, 80, 88 68, 70, 74, 82, 98, 106, 110 86, 88, 92, 100, 116, 124, 128, 130, 132 124, 128, 136, 152, 160, 164, 166, 168, 170, 172	69, 75, 80, 89, 91, 92 (71), (73), 86, 87, 93, 94, (107) 84, 89, 91, 104, 105, 111, 112, 125, 127 125, 127, 141, 147, 161, 163

Tabelul 10.4 (continuare)

1	2	3	4
14	84 126	74, 94, 102, 104, 106 106, 108, 116, 136, 144, 146, 148, 150, 152, 154, 158	75, 77, 79, 89, 91, 93, 103 107, 117, 119, 121, 131, 133, 135, 145
16	96 144	84, 86, 106, 108, 116, 118, 120, 122, 124, 132, 134, 154, 156, 164, 166, 168, 170, 172	90, 102 138, 150
b) Mașini pentru lucru (practic) fără zgomot			
2	24 30		16, (12), (30), (32) (18), 20, 22, (24), (36), 38, 40
4	36 48		(24), 26, 28, 44, 46, (48) (34), 36, 38, 40, 55, 58, 60, 62, 64
6	54 72		42, 44, 64, 66, 68 56, 58, 60, 62, 82, 84, 86, 88, 90
8	72 96		58, 86, 88, 90 78, 80, 82, 110, 112, 114

Observații. 1. Nr. de crestături, închise în paranteză rotundă, dau caracteristici de pornire înrăutățite, iar în paranteză dreptunghiulară nu se folosesc în regim de frână.

2. La crestături deschise ale statorului se recomandă respectarea relației $0,82 Z_1 \leq Z_2 \leq 1,25 Z_1$.

3. La condiții grele de pornire se recomandă $Z_2 < Z_1$.

În funcție de forma constructivă a acestora, dictată de mărimea și caracteristicile mașinii se disting trei tipuri de colivii:

a) **Colivia normală sau simplă** este executată prin sudarea barelor de inel, având barele rotunde sau dreptunghiulare, însă cu raportul $h/b < 3 \div 4$ (h, b — înălțimea și respectiv lățimea barei), utilizată frecvent la motoarele mici ($P_N < 10$ kW) la care caracteristicile de pornire nu sînt prea severe. O astfel de colivie cu bare rotunde este indicată în figura 10.23, a. Coliviile sudate se folosesc însă din ce în ce mai puțin și mai ales în cazul miezurilor divizate.

O utilizare frecventă, datorită marilor avantaje tehnologice pe care le prezintă, o are colivia turnată din aluminiu. În acest caz, chiar pentru colivii normale se aleg forme de crestături care corespund dinților cu pereți paraleli

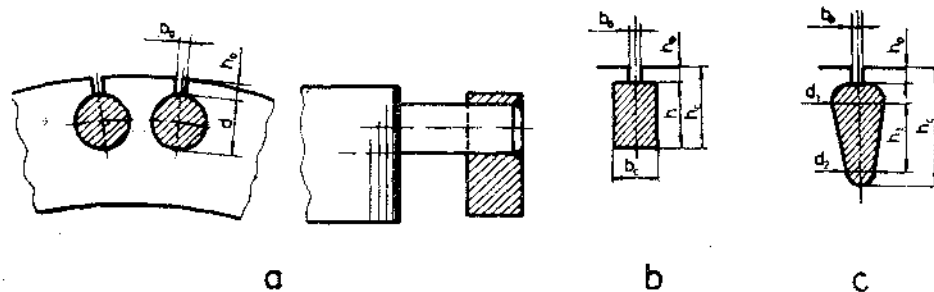


Fig. 10.23. Colivie simplă (normală):

a — sudată, cu bare rotunde; b — sudată, cu bare dreptunghiulare; c — turnată din aluminiu.

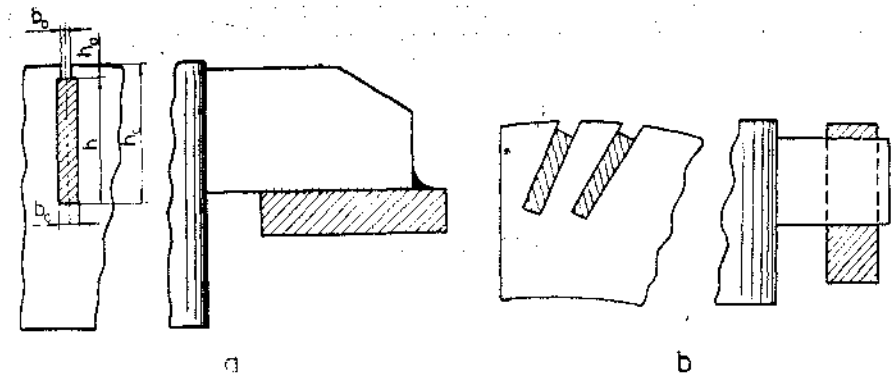


Fig. 10.24. colivie cu bare înalte:

a — drepte (radiale); b — înclinate radial.

(lățime constantă a dintelui), adică ovale sau trapezoidale, întocmai ca pentru înfășurarea din sîrmă rotundă a rotorului bobinat (fig. 10.23, c).

b) **Colivia cu bare înalte** are barele dreptunghiulare sau de alte forme (trapezoidale, profilate), însă cu raportul $h/b \geq 4$, fiind utilizată la motoarele de puteri mijlocii și mari, cu caracteristici de pornire normale. Așa cum se observă în figura 10.24, crestăturile pot fi drepte sau înclinate radial. Foarte frecvent sînt utilizate și crestături pentru bare trapezoidale (v. fig. 10.55).

Materialele cele mai folosite pentru coliviile cu bare înalte sînt: cuprul, în cazul în care se impun caracteristici și condiții mecanice mai deosebite și aluminiul, atît în cazul coliviei sudate, cît și turnate.

c) **Colivia dublă** (fig. 10.25), avînd barele ambelor colivii rotunde, este cea mai folosită, sau colivia inferioară (de lucru) poate avea bare dreptunghiulare. Este utilizată tot la motoarele de puteri mijlocii și mari, însă cu caracteristici de pornire superioare (cupluri mari și curenți mai mici). Pentru obținerea acestor caracteristici, colivia superioară (de pornire) trebuie să aibă o rezistență mult mai mare decît cea inferioară (de funcționare). De reținut faptul că în cazul coliviei duble, *inelele de scurtcircuitare trebuie să fie separate*

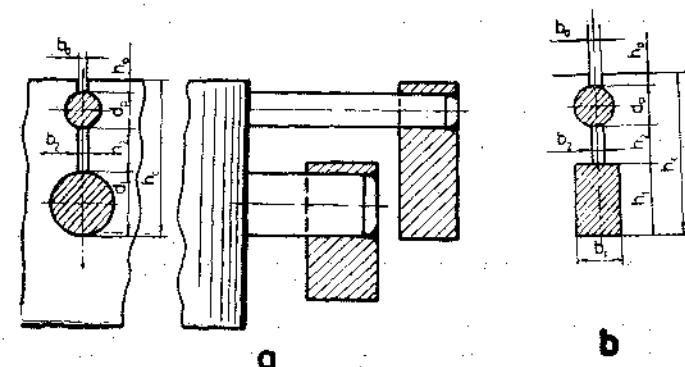


Fig. 10.25. Colivie dublă:

a — cu bare rotunde; b — cu colivia de lucru din bare dreptunghiulare.

(fiecare colivie cu inele de scurtcircuitare proprii) pentru a evita neajunsurile cauzate de încălzirile și dilatările diferite ce apar în timpul pornirii și funcționării motorului.

Materialul coliviilor este cuprul sau aluminiul, pentru colivia de lucru și alama sau aluminiul pentru cea de pornire.

După definitivarea numărului de creștături ale rotorului se determină pasul dentar al rotorului :

$$t_2 = \frac{\pi D_r}{Z_2} \text{ [cm]},$$

în care :

$D_r = D - 2\delta$ [cm] este diametrul exterior al rotorului (în partea întrefierului).

10.6.2. DIMENSIONAREA CONDUCTORULUI ȘI CRESTĂTURII ROTORULUI

A. Tensiunea electromotoare (t.e.m.) pe fază

Rezultă din relația raportului de transformare (cînd rotorul este în repaus și înfășurarea deschisă) cu relația :

$$E_2 = U_{20} = E_1 \frac{w_2 k_{w2}}{w_1 k_{w1}} = k_F U_1 \frac{w_2 k_{w2}}{w_1 k_{w1}} \text{ [V]}, \quad (10.51)$$

în care w_2 , k_{w2} sînt numărul de spire pe fază și factorul de înfășurare ale rotorului.

Pentru înfășurarea rotorului bobinat, numărul de spire w_2 , rezultă cu o relație similară ca la înfășurarea statorului (relația 10.34), adică :

$$w_2 = \frac{Z_2 n_{c2}}{2m_2 a_2} = \text{număr întreg}. \quad (10.51, a)$$

De obicei, pentru rotoare $a_2 \neq 1$, pentru a simplifica legăturile și a obține un conductor cu o secțiune mai mare necesar atît din punct de vedere al unei rezistențe mecanice corespunzătoare, cît și al unei umpleri mai bune a creștăturii.

În acest caz, pentru motoarele de puteri mijlocii și mari ($P_N > 10$ kW) la care de obicei se utilizează înfășurarea din bare în două straturi, numărul de conductoare dintr-o creștătură, are cel mai frecvent valorile :

$$n_{c2} = 2; 4 \text{ sau } 6. \quad (10.51, b)$$

Pentru motoarele de putere mică (cu înfășurare din sîrmă), atît a_2 cît și n_{c2} pot avea valori mai mari sau se pot folosi chiar mai multe fire în paralel.

Pe de altă parte, tensiunile între inelele de contact ale rotorului la alunecarea $s = 1$ (cu rotorul blocat), este de dorit să fie relativ redusă, pentru a se evita pericolul străpungerii izolației sau accidentelor, mai ales că izolația poate fi periclitată și de praful de cărbune rezultat din uzura periilor; valori prea mici ale tensiunii însă, conduc la inele de contact prea voluminoase.

În general, rotoarele bobinate se realizează cu conexiunea în stea pentru care tensiunea între inele :

$$U_2 = \sqrt{3} U_{20}$$

Această tensiune U_2 are de obicei valorile uzuale, în funcție de puterea motorului, indicate în tabelul 10.5.

Tabelul 10.5

Valorile uzuale ale tensiunii între inelele colectoare ale motorului asincron cu rotorul bobinat

P_N [kW]	≤ 100	100—200	200—500	500—2 000	2 000—10 000
U_2 [V]	50—120	100—500	200—1 000	500—1 500	1 000—2 000

Factorul de înfășurare k_{w2} se poate lua, în funcție de pasul înfășurării (care de regulă este diametral — v. relația 10.49) și de q_2 din anexa I, sau se poate calcula cu relația (10.14) (pentru pas diametral $k_p = 1$, iar din anexa I se folosește tabelul I-II).

Pentru stabilirea valorii definitive a t.e.m. se poate deci proceda în două feluri :

a) — se impune din tabelul 10.5 tensiunea U_2 , din care rezultă :

$$U_{20} = \frac{U_2}{\sqrt{3}};$$

— din relația (10.51) se calculează :

$$w_2 = U_{20} \frac{w_1 k_{w1}}{E_1 k_{w2}} = \text{număr întreg};$$

— din relația (10.51, a) se calculează, pentru $a_2 = 1$ sau altă valoare :

$$n_{c2} = \frac{2m_2 a_2 w_2}{Z_2};$$

— se stabilește definitiv valoarea lui n_{c2} , care trebuie să fie :

— număr întreg par și anume 2; 4 sau 6 (v. rel. 10.51, b) pentru înfășurarea în bare;

— număr întreg (par sau impar), — pentru înfășurarea din sîrmă rotundă (în două straturi sau într-un strat);

— cu n_{c2} definitiv, se stabilesc valorile definitive ale lui w_2 , cu relația (10.51, a) care trebuie să fie număr întreg și U_{20} , cu relația (10.51), avînd grijă ca $U_2 = \sqrt{3} U_{20}$ să fie apropiat de limitele indicate în tabelul 10.5;

b) — se procedează invers ca în cazul a și anume :

— se impune n_{c2} , conform relației (10.51, b);

— se calculează w_2 cu relația (10.51, a);

— se calculează U_{20} cu relația (10.51), apoi U_2 și se verifică încadrarea valorii în limitele indicate în tabelul 10.5. Dacă abaterea este mare, se reconsideră etapele cu o altă valoare a lui n_{c2} .

Pentru înfășurarea în colivie (rotorul în scurtcircuit cu creștături drepte — fără înclinare) se cunoște:

$$w_2 = \frac{1}{2}; \quad k_{w2} = 1; \quad m_2 = Z_2 \quad (10.52)$$

și deci t.e.m. pe fază (adică dintr-o bară) rezultă:

$$U_{20} = E_2 \frac{1}{2w_2 k_{w2}} = \frac{k_E U_1}{2w_2 k_{w2}} \quad [\text{V}]. \quad (10.52, a)$$

Pentru rotorul în scurtcircuit cu creștături înclinate $k_{w2} = k_i$ determinat cu relația (10.50) sau (10.50, a). În acest caz:

$$U_{20} = \frac{k_E U_1 k_i}{2w_2 k_{w2}} \quad (10.52, b)$$

B. Curentul pe fază din rotor

Se determină cu relația:

$$I_2 = k_f \frac{m_1 w_1 k_{w1}}{m_2 w_2 k_{w2}} I_N \quad [\text{A}], \quad (10.53)$$

în care k_f este factorul care ține cont de influența curentului de magnetizare al mașinii, datorită căruia solenția statorică și rotorică nu sînt egale.

Valorile lui k_f , în funcție de $\cos \varphi$, la sarcină nominală, estimat inițial, la începutul calculului, sînt indicate în figura 10.26.

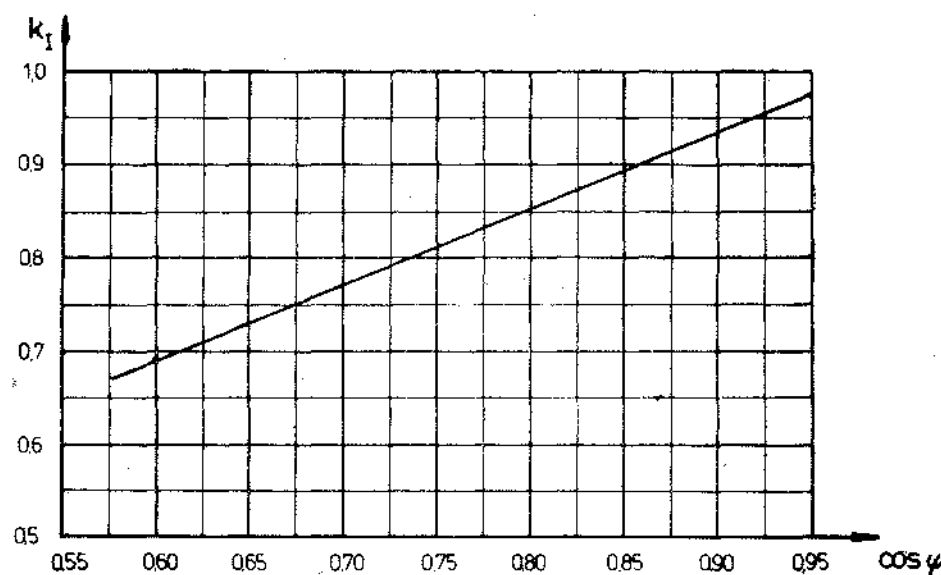


Fig. 10.26. Coeficientul k_f pentru calculul curentului din rotor.

Pentru rotorul în scurtcircuit, curentul pe fază este chiar curentul prin bară:

$$I_b = k_f \frac{2m_1 w_1 k_{w1}}{Z_2} I_N \quad [\text{A}]. \quad (10.53, a)$$

Dacă rotorul are creștăturile înclinate ($k_{w2} = k_i$), atunci:

$$I_b = k_f \frac{2m_1 w_1 k_{w1}}{Z_2 k_i} I_N \quad [\text{A}]. \quad (10.53, b)$$

Curentul în inelul de scurtcircuitare a coliviei se determină cu relația:

$$I_i = \frac{I_b}{2 \sin \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)} \quad [\text{A}]. \quad (10.54)$$

OBSERVAȚIE. Curentul pe fază din rotor se mai poate determina și din puterea mecanică dezvoltată de mașină cu relația:

$$I_2 = k_{rot} \frac{P_N}{m_2 U_{20}} \quad [\text{A}], \quad (10.53, c)$$

în care: $k_{rot} = 1,08 \div 1,14$ este coeficientul care ține cont de aproximarea celorlalți termeni, în funcție de puterea nominală a mașinii (pentru puteri mijlocii și mari se ia $k_{rot} = 1,1$).

C. Secțiunea conductorului

Rezultă în funcție de densitatea de curent J_2 stabilită conform indicațiilor de la paragraful 10.4.1 B cu relația:

$$s_{Cu2} = \frac{I_2}{a_2 J_2} \quad [\text{mm}^2]. \quad (10.55)$$

valabilă pentru rotorul bobinat.

Pentru rotorul în scurtcircuit rezultă:

— secțiunea barei:

$$s_b = \frac{I_b}{J_{2b}} \quad [\text{mm}^2]; \quad (10.55, a)$$

— secțiunea inelului de scurtcircuitare:

$$s_i = \frac{I_i}{J_{2i}} \quad [\text{mm}^2]. \quad (10.55, b)$$

D. Dimensiunile conductorului și ale creștăturii

a) Pentru rotorul bobinat se procedează similar ca la stator (v. punctul 10.5.3 C), ținând însă cont și de indicațiile referitoare la tipul înfășurării și creștăturilor rotorului prevăzute la paragraful 10.6.1 A.

b) Pentru rotorul în scurtcircuit, în conformitate cu indicațiile anterioare (v. paragraful 10.6.1 B), dimensiunile conductorului care se iau din STAS-ul respectiv (pentru conductoare de aluminiu STAS 6499/1 și 2-74

din anexa 8) și geometria creștăturii, se stabilesc în funcție de tipul coliviei care, la rândul ei, depinde de puterea și caracteristicile de pornire ale motorului.

Dacă secțiunea barei este prea mare și nu se găsește în STAS 6499/1-74, în special pentru *inelele de scurtcircuitare*, atunci se procedează la obținerea lor prin turnare centrifugată și prelucrarea, sub formă de inele, la dimensiunile dorite.

Astfel, pentru mașini de la 0,6 la 10 kW, se folosesc colivii din aluminiu de forma indicată în figura 10.23 cu următoarele dimensiuni:

$$\begin{aligned} b_0 &= 1 \text{ mm}; h_0 = 0,5 \div 1 \text{ mm}; \\ d &\leq 8 \text{ mm}; d_1/d_2 = (6,5 \div 7,5)/(4 \div 6) \text{ mm}; \\ h_1 &= 10 \div 20 \text{ mm}. \end{aligned} \quad (10.55, c)$$

Pentru puteri mari se folosesc colivii tot din aluminiu cu bare înalte (fig. 10.24) cu următoarele dimensiuni:

$$\begin{aligned} b_0 &= 1,5 \div 2 \text{ mm}; & h_0 &= 1 \div 2 \text{ mm}; \\ b &= 3,5 \div 6 \text{ mm}; & h/b &= 4 \div 10. \end{aligned} \quad (10.55, d)$$

La motoarele cu viteză de rotație mare ($2p = 2$), h_0 poate ajunge până la $2,5 \div 3 \text{ mm}$.

Utilizarea coliviei duble (fig. 10.25) se face în cazul unor caracteristici de pornire cu cupluri mari la curenți mici, cunoscând că factorul de majorare a rezistenței datorită refuzării curentului poate atinge valori mai mari decât, la rotorul cu bare înalte. Creștăturile celor două colivii sînt legate între ele printr-un istm ale cărui dimensiuni (h_2/b_2) determină partea cea mai mare a reactanței de scăpări a înfășurării de lucru. În mod normal, se poate considera [25]:

$$h_2/b_2 = 5 \div 17.$$

Valoarea exactă a curenților din fiecare colivie se poate determina în general, pornind de la schema echivalentă a mașinii asincrone. La funcționarea în sarcină frecvența curenților din barele rotorului este mică. De aceea, se poate considera că la funcționarea în sarcină, repartitia curentului total al rotorului determinat cu relația (10.53, a) sau (10.53, b), între cele două colivii (de pornire — I_p , și de lucru — I_l) se face invers proporțional cu rezistențele R_p și R_l ale coliviilor, adică:

$$\left. \begin{aligned} I_2 &= I_p + I_l \\ I_p R_p &= I_l R_l \end{aligned} \right\} \Rightarrow I_p \text{ și } I_l. \quad (10.56)$$

OBSERVAȚIE. Din cele expuse, se observă că dimensionarea coliviei s-a făcut din condiția respectării solicitărilor electrice (densitatea de curent), urmînd a se calcula, pe baza geometriei stabilite pentru creștătură, caracteristicile de pornire și a le compara cu cele impuse. După cum se va vedea (v. paragraful 10.10.2), dimensionarea coliviei se poate face și din condiția respectării caracteristicilor de pornire impuse, cu verificarea încadrării în limite a densității de curent.

Dimensiunile definitive ale creștăturii se stabilesc adăugînd la cele ale barei cîte un joc de $0,2-0,4 \text{ mm}$. Astfel (fig. 10.24, a):

$$\begin{aligned} b_c &= b + (0,2 \div 0,4) \text{ mm} \quad [\text{mm}]; \\ h_c &= h + (0,3 \div 0,5) \text{ mm} + h_0 \quad [\text{mm}]. \end{aligned} \quad (10.56, a)$$

E. Verificări necesare

a) **Inducția magnetică aparentă maximă în dinte**, acolo unde secțiunea acestuia este minimă, se determină similar ca la stator (v. rel. 10.46)

$$B'_{a2max} = \frac{t_l B_8}{k_F \ell_F b_{a2min}} \leq B_{amaxadmis}, \quad (10.57)$$

în care b_{a2min} este lățimea minimă a dintelui rotoric.

Pentru cazul în care, creștătura rotorului este cu pereți paraleli (fig. 7.7):

$$b_{a2min} = \frac{\pi(D_r - 2h_{c2})}{Z_2} \approx b_{c2}. \quad (10.57, a)$$

Pentru alte forme de creștături (ovale, rotunde etc.), determinarea lui b_{a2min} este o problemă de geometrie.

Limitele lui $B'_{amaxadmis}$ sînt indicate în paragraful 10.4.2 B.

Verificarea este necesară în primul rînd la rotoarele bobinate și apoi la rotoarele în scurtcircuit cu colivie normală și dublă colivie, mai ales cu bare rotunde. La rotoarele în scurtcircuit cu bare înalte, de regulă, inducția magnetică maximă în dinte este mult sub limita admisă.

b) **Valoarea definitivă a densității de curent din înfășurarea rotorului:**

$$J_2 = \frac{I_2}{a_2 s_{c23}} \quad [\text{A/mm}^2], \quad (10.58)$$

pentru rotorul bobinat, și:

$$J_{2b} = \frac{I_b}{s_b}; \quad J_{2l} = \frac{I_l}{s_l} \quad [\text{A/mm}^2], \quad (10.58, a)$$

pentru rotorul în scurtcircuit.

Valoarea densității de curent nu trebuie să depășească limitele admise (v. paragraful 10.4.1 B).

Această verificare trebuie făcută de fiecare dată cînd cu ocazia calculării caracteristicilor de pornire sau de funcționare, este necesară schimbarea secțiunii conductorului, pentru încadrarea în limite a caracteristicilor.

c) **Pentru creștătura rotorului bobinat se calculează rapoartele:**

$$\beta = \frac{b_{c2}}{t_2}; \quad \beta_2 = \frac{h_{c2}}{b_{c2}}$$

care, orientativ, au valori cuprinse în limitele indicate de relațiile (10.40) și care, nu sînt obligatorii.

10.7. CALCULUL CIRCUITULUI MAGNETIC ȘI CURENTULUI DE MAGNETIZARE

10.7.1. DIMENSIONAREA JUGULUI ȘI DIAMETRULUI INTERIOR ALE ROTORULUI

Înălțimea jugului rotoric se determină pornind, ca și la stator (v. rel. 10.45), de la menținerea în limitele admise a inducției magnetice în jug.

Pe de altă parte, trebuie ținut cont de faptul că, în funcție de construcția mașinii, jugul rotorului poate să fie prevăzut sau nu, cu canale axiale de ventilație (fig. 10.27) care influențează valoarea inducției magnetice în jug.

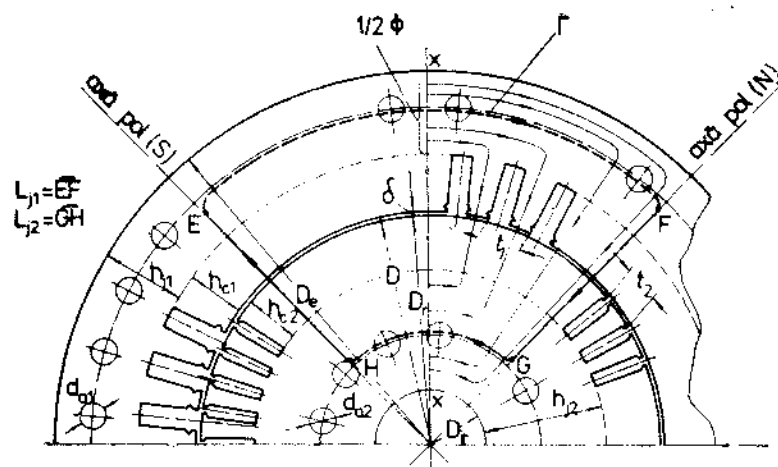


Fig. 10.27. Dimensiunile circuitului magnetic al mașinii asincrone.

De aceea, ca și la jugul statorului (v. paragraful 10.5.3 D), se va folosi noțiunea de înălțime de calcul a jugului rotorului h'_{j2} (care determină inducția magnetică) și care rezultă din relația :

$$h'_{j2} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{Fe} B_{j2}} \quad [\text{m}]. \quad (10.59)$$

Limitele admisibile ale inducției magnetice în jugul rotorului B_{j2} sînt indicate la paragraful 10.4.2 B.

Înălțimea reală a jugului rotorului h_{j2} (fig. 10.27), în funcție de construcția mașinii, impusă de tipul de ventilație și de înălțimea de calcul h'_{j2} determinată cu relația (10.59) rezultă :

— pentru mașini fără canale axiale de ventilație :

$$h_{j2} = h'_{j2}; \quad (10.59, a)$$

— pentru mașini cu canale axiale de ventilație rotunde :

$$h_{j2} = h'_{j2} + \frac{2}{3} m_{a2} d_{a2}. \quad (10.59, b)$$

în care :

m_{a2} este numărul rîndurilor după care sînt așezate canalele axiale (pe înălțimea jugului) ;

d_{a2} — diametrul canalului axial de ventilație.

Cînd canalele axiale sînt dispuse pe un singur rînd (fig. 10.27), $m_{a2} = 1$. Diametrul interior al rotorului (fig. 10.27) este :

$$D_{ir} = D_r - 2(h_{c2} + h_{j2}). \quad (10.60)$$

De regulă, din motive tehnologice, valoarea lui D_{ir} se rotunjește din 5 în 5 mm, sau se încadrează în gama de ștînte bloc existente în întreprinderea respectivă.

De aceea, după definitivarea lui D_{ir} , este necesară recalcularea și verificarea încadrării în limite a inducției magnetice în jugul rotorului. Pentru aceasta sînt necesare următoarele etape :

— se determină înălțimea reală a jugului rotorului

$$h_{j2} = \frac{D_r - D_{ir}}{2} - h_{c2};$$

— se determină înălțimea de calcul a jugului rotorului folosind relațiile (10.59, a) sau (10.59, b) și anume :

— pentru mașinile fără canale axiale de ventilație :

$$h'_{j2} = h_{j2};$$

— pentru mașinile cu canale axiale de ventilație rotunde :

$$h'_{j2} = h_{j2} - \frac{2}{3} m_{a2} d_{a2};$$

— se calculează inducția magnetică în jugul rotorului :

$$B_{j2} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{Fe} h'_{j2}} \quad [\text{T}], \quad (10.59, c)$$

care trebuie să se încadreze în limitele admise.

10.7.2. TENSIUNEA MAGNETOMOTOARE PE O PERECHE DE POLI

După cum se știe, ca și la mașina de curent continuu, tensiunea magnetomotoare (t.m.m.) pe o pereche de poli se determină ca sumă a tensiunilor magnetice (t.m.) ale celor cinci porțiuni distincte ale circuitului magnetic al mașinii asincrone.

În figura 10.27 conturul Γ pe care se determină t.m.m., reprezintă o linie medie a cîmpului magnetic dintre doi poli consecutivi, corespunzătoare cazului în care nu ar exista canale axiale de ventilație. Relațiile ce se vor folosi însă la determinarea t.m. sînt valabile și în cazul existenței canalelor axiale de ventilație deoarece pentru cele două juguri se consideră ca porțiuni ale conturului, lungimile medii dintre axe, polilor vecini (lungimile EF și GH).

A. T.m. a întrefierului pentru o pereche de poli

Se determină identic și ca la mașina de curent continuu (vezi paragraful 7.6.2 A), cu relația (7.33) adică

$$U_{m8} = 2 \frac{B_8}{\mu_0} k_C \delta = 2 \frac{B_8}{\mu_0} \delta' \quad [\text{A}], \quad (10.61)$$

unde, pentru mașina asincronă cu creștături pe ambele armături, coeficientul lui Carter total rezultă :

$$k_C = k_{C1} k_{C2}. \quad (10.61, a)$$

Coefficienții lui Carter pentru stator, k_{c1} , sau pentru rotor, k_{c2} , se calculează cu relația (7.34, a), în care:

$t_{1,2}$ este pasul dentar al creștăturilor statorului (1), respectiv rotorului (2);

$a_{s,r}$ — deschiderea creștăturii (sau istmului) statorului (s), respectiv rotorului (r), care se pot nota și cu indice 1, respectiv 2.

B. T.m. a dinților statorului pentru o pereche de poli

Se determină similar ca la mașina de curent continuu, cu relația (7.35), adică:

$$U_{m\alpha 1} = 2h_{c1}H_{\alpha 1} \quad [A], \quad (10.62)$$

în care:

h_{c1} este înălțimea creștăturii statorului, în cm;

$H_{\alpha 1}$ — intensitatea cîmpului magnetic în dinte statorului, în A/cm.

În cazul în care dinții au pereții paraleli ($b_{\alpha 1} = \text{constant}$), $H_{\alpha 1}$ se ia din curba de magnetizare, în funcție de valoarea inducției magnetice în dinte $B_{\alpha 1}$ (calculată din relația 10.41) și calitatea tolei utilizată (anexa 2).

În cazul creștăturilor cu pereții paraleli (dinte trapezoidal cu $b_d \neq \text{constant}$) intensitatea cîmpului magnetic H_d variază cu înălțimea dintelui (fig. 10.28, b).

Se calculează, în acest caz, inducțiile magnetice aparente în cele trei secțiuni ale dintelui (minimă, medie și maximă), obținând (v. fig. 10.28, a):

$$B'_{d\max} = \frac{t_1 l_1 B_s}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d\min}}, \text{ cu: } b_{d\min} = t_1 - b_{c1};$$

$$B'_{d\text{med}} = \frac{t_1 l_1 B_s}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d\text{med}}}, \text{ cu: } b_{d\text{med}} = \frac{\pi(D + h_{c1})}{Z_1} - b_{c1}; \quad (10.63)$$

$$B'_{d\min} = \frac{t_1 l_1 B_s}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d\max}}, \text{ cu: } b_{d\max} = \frac{\pi(D + 2h_{c1})}{Z_1} - b_{c1}.$$

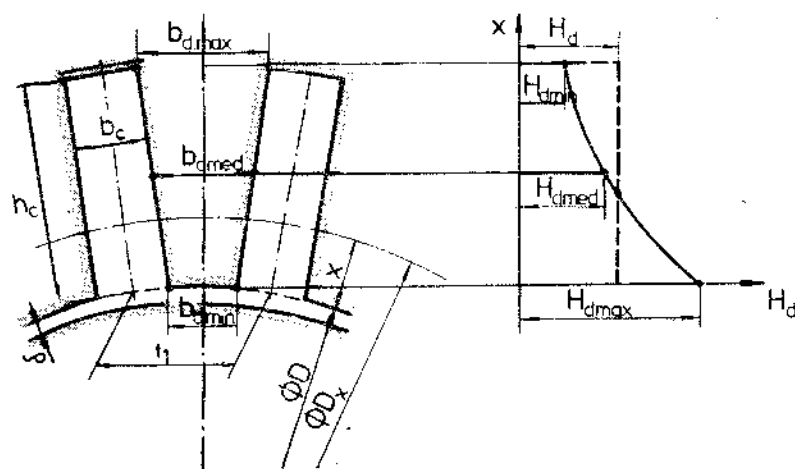


Fig. 10.28. Forma trapezoidală a dinților statorului (a) și variația intensității cîmpului magnetic $H(b)$.

În continuare, pentru valorile inducțiilor magnetice aparente, obținute cu relațiile (10.63), se procedează ca la paragraful 7.6.2 B, cazurile I și II.

C. T.m. a dinților rotorului pentru o pereche de poli

$$U_{m\alpha 2} = 2h_{\alpha 2}H_{\alpha 2} \quad [A], \quad (10.64)$$

în care:

$h_{\alpha 2}$ este înălțimea de calcul a dintelui rotorului, în cm;

$H_{\alpha 2}$ — intensitatea cîmpului magnetic în dinții rotorului, în A/cm.

În funcție de forma creștăturii rotorului, pentru determinarea înălțimii de calcul a dintelui rotorului $h_{\alpha 2}$ se disting următoarele cazuri:

● Cînd creștătura rotorului este cu pereții paraleli (dreptunghiulară) sau pentru dinte cu lățimea constantă (trapezoidală ori ovală), atunci calculul tensiunii magnetice a rotorului (și a lui $H_{\alpha 2}$) se face similar ca la dinții statorului avînd $h_{\alpha 2} = h_{c2}$.

● Cînd creștătura rotorului este rotundă cu diametrul d ca în cazul coliviilor în scurtcircuit (fig. 10.23, a), atunci valorile mărimilor din relația (10.64) se determină astfel:

$$h_{\alpha 2} = 0,9d; \quad (10.64, a)$$

$H_{\alpha 2}$ se ia din curba de magnetizare a tablei folosite la rotor, pentru inducția magnetică în dinte calculată cu relația (10.57), în care în locul lui $b_{d2\min}$ se ia (fig. 10.23, a):

$$h_{\alpha 2} = \frac{\pi \left(D_r - 2h_0 - \frac{2}{3}d \right)}{Z_2} - 0,94d. \quad (10.64, b)$$

● Cînd creștătura rotorului este pentru dublă colivie (fig. 10.25), atunci:

$$U_{m\alpha 2} = U_{m\alpha 1} + U_{m\alpha p} \quad [A], \quad (10.64, c)$$

în care:

$U_{m\alpha 1}$ este t.m. a dinților pe o pereche de poli, în dreptul coliviei de lucru, în A;

$U_{m\alpha p}$ — t.m. a dinților, pe o pereche de poli, în dreptul coliviei de pornire, în A.

Cum se observă, tensiunea magnetică a dinților din dreptul istmului intermediar (h_2 , b_2) și a istmului superior (h_0 , b_0) se neglijează.

Atît $U_{m\alpha 1}$ cît și $U_{m\alpha p}$ se calculează independent (separat) cu relația (10.64), încadrîndu-se într-unul din cazurile coliviilor simple.

De exemplu:

a) Pentru creștătura din figura 10.25, a, fiecare t.m. se calculează cu relația (10.64), ca pentru creștăturile simple rotunde, în care $h_{\alpha 2}$ se determină cu relația (10.64, a) pentru fiecare colivie separat:

$$h_{\alpha p} = 0,9d_p; \quad h_{\alpha 1} = 0,9d_v.$$

Intensitățile cîmpului magnetic $H_{\alpha 2}$ din relația (10.64) se determină de asemenea pentru fiecare colivie separat:

— pentru colivia de pornire, $H_{\alpha p}$ rezultă din curba de magnetizare corespunzătoare inducției magnetice calculată cu relația (10.57) în care $b_{\alpha 2}$ este dat de relația (10.64, b), cu d_p în loc de d ;

— pentru colivia de lucru, H_{d1} rezultă din curba de magnetizare corespunzător inducției magnetice calculată cu relația (10.57), însă în care b_{d2} este

$$b_{d2} = \frac{\pi \left(D_r - 2h_0 - 2d_p - 2h_s - \frac{2}{3} d_l \right)}{Z_s} - 0,94 d_l. \quad (10.64, d)$$

b) Pentru creștătura din figura 10.25, b, t.m. a coliviei de lucru (U_{md1}) se calculează ca pentru creștăturile cu pereții paraleli, iar t.m. a coliviei de pornire (U_{mdp}) ca pentru creștăturile rotunde.

Verificarea coeficientului parțial de saturație magnetică

Cu relația (10.18) se determină:

$$k_{sd} = \frac{U_{m8} + U_{md1} + U_{md2}}{U_{m8}}.$$

Valoarea obținută trebuie să fie apropiată de cea estimată inițial (v. rel. 10.18, a) în funcție de care s-a determinat α_i și k_B (v. paragraful 10.1.4 B). Dacă diferența este prea mare (caz în care și noile valori ale lui α_i și k_B diferă prea mult de cele alese inițial), fie se schimbă geometria creștăturilor pentru încadrarea lui k_{sd} în limitele alese, fie se rețin noile valori ale lui k_B și α_i cu care se recalculează fluxul Φ și inducțiile magnetice (în special B_8).

D. T.m. a jugului statoric pentru o pereche de poli

$$U_{mj1} = \zeta_1 L_{j1} H_{j1} \quad [A], \quad (10.65)$$

în care:

$L_{j1} = \frac{\pi(D_s - h_{j1})}{2p}$ [cm] este lungimea medie a liniei de cîmp magnetic în jugul statorului (v. fig. 10.27, arcul EF);
 H_{j1} — intensitatea cîmpului magnetic în jugul statorului, în A/cm, determinat din anexa 2 pentru valoarea inducției magnetice în jug, dată de relația (10.45).

Prin coeficientul ζ_1 , se ține seama că inducția magnetică în jug, în lungul liniei L_{j1} , nu este constantă; ea are o valoare maximă (calculată cu relația 10.45) la mijlocul distanței dintre poli (fig. 10.27, secțiunea X—X) și se micșorează către ambele axe ale polilor.

În figura 10.27, pe secțiunea cuprinsă între axa X—X și axa polului N, este prezentat cu linii subțiri spectrul aproximativ al liniilor de cîmp magnetic pe o jumătate din conturul Γ . Se observă că densitatea liniilor de cîmp magnetic în ambele juguri (stator și rotor) este maximă în axa dintre poli (X—X) și minimă în axele polilor. De asemenea, este ușor de observat că repartiția liniilor de cîmp magnetic pe deschiderea pasului polar τ (decă a conturului Γ) este în funcție de gradul de saturație al jugului, adică de valoarea inducției magnetice în jug.

În figura 10.29 sînt indicate valorile lui $\zeta_{1,2}$ în funcție de inducția magnetică maximă în jugul statorului (1) sau rotorului (2), calculate cu relația (10.45) respectiv cu relația (10.59, c).

E. T.m. a jugului rotor pentru o pereche de poli

$$U_{mj2} = \zeta_2 L_{j2} H_{j2} \quad [A], \quad (10.66)$$

în care:

$L_{j2} = \frac{\pi(D_{lr} + h_{j2})}{2p}$ [cm] este lungimea medie a liniei de cîmp magnetic

în jugul rotorului (v. fig. 10.27, arcul GH);

H_{j2} — intensitatea cîmpului magnetic în jugul rotorului, în A/cm, determinată din anexa 2, pentru valoarea inducției magnetice în jug dată de relația (10.59, c).

Coeficientul ζ_2 se determină similar ca la jugul statorului din figura 10.29, însă în funcție de valoarea lui B_{j2} .

F. T.m. a circuitului magnetic pe o pereche de poli

$$U_{m\text{circuit}} = U_{m8} + U_{md1} + U_{md2} + U_{mj1} + U_{mj2} \quad [A], \quad (10.67)$$

pentru care rezultă coeficientul total de saturație magnetică:

$$k_s = \frac{U_{m\text{circuit}}}{U_{m8}}. \quad (10.67, a)$$

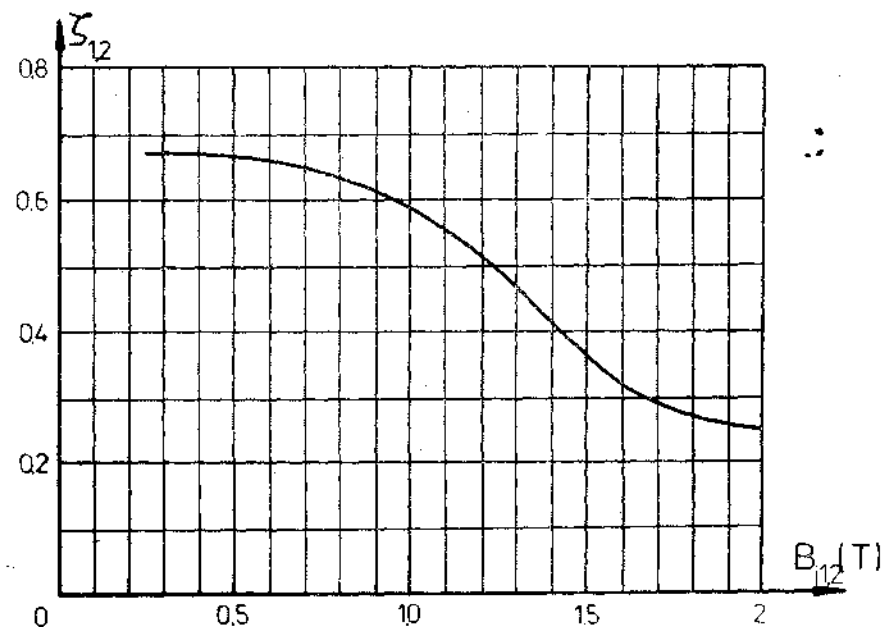


Fig. 10.29. Coeficientul ζ în funcție de valoarea maximă a inducției magnetice în jug.

10.7.3. CURENTUL DE MAGNETIZARE

Valoarea eficace a componentei reactive I_μ a curentului de funcționare în gol a motorului asincron, denumită *curentul de magnetizare*, se determină pe baza legii circuitului magnetic aplicată conturului Γ (fig. 10.27), avându-se în vedere numai armônica fundamentală a solenajiei de magnetizare [3], [12], [25], conform căreia:

$$U_{mtrc} = \frac{n}{2} \frac{4}{\pi} \sqrt{2} I_\mu \frac{w_1 k_{w1}}{p} \quad (10.67, b)$$

Din această egalitate rezultă curentul de magnetizare pe fază:

$$I_\mu = \frac{p U_{mtrc}}{0,9 m w_1 k_{w1}} \text{ [A]}, \quad (10.68)$$

sau în procente:

$$I_\mu \% = \frac{I_\mu}{I_{1N}} 100 \text{ [%]}. \quad (10.68, a)$$

În general, pentru mașinile normale:

$$I_\mu \% = 25 \div 50 \%, \quad (10.68, b)$$

valorile mai mici corespund mașinilor cu număr de poli mic (viteză de rotație mare), iar valorile mari celor cu număr de poli mare (viteză de rotație mică).

10.8. PARAMETRII ÎNFĂȘURĂRILOR MAȘINI ASINCRONE

Pentru calculul caracteristicilor de funcționare ale mașinii asincrone, trebuie cunoscuți parametrii pe fază ai înfășurărilor mașinii: rezistențele înfășurărilor, reactanțele de scăpări și reactanța utilă a înfășurării statorului, atât în valori absolute cât și în valori relative.

Deoarece interesează cel mai mult, se vor avea în vedere, în primul rând, parametrii pentru regimul nominal de funcționare.

10.8.1. TIPURI DE BOBINE ȘI DIMENSIUNILE LOR

Așa cum s-a arătat (v. paragrafele 10.5 și 10.6), înfășurările statorului și rotorului pot fi de diferite tipuri în funcție de puterea, tipul constructiv și destinația mașinii. De regulă, tipul înfășurării depinde, pentru o anumită mașină, de forma și dimensiunile conductorului și bobinei, care, la rândul lor dictează valorile parametrilor și deci performanțele mașinii.

Așadar, pentru calculul parametrilor trebuie neapărat cunoscute toate elementele înfășurărilor: tipul, caracteristicile, dimensiunile conductorului, forma și dimensiunile crestăturii, în funcție de care rezultă forma constructivă și dimensiunile bobinei.

Lungimea medie a unei jumătăți de spirală a înfășurării este dată de relația:

$$l_{med1,2} = l_g + l_{f1,2} \text{ [cm]}, \quad (10.69)$$

în care:

l_g este lungimea geometrică a miezului magnetic, în cm;

$l_{f1,2}$ — lungimea medie a părții frontale a bobinei (a capetelor) statorului (1), respectiv rotorului (2), în cm.

În continuare, se vor expune principalele tipuri de înfășurări, mai uzuale, cu forma constructivă a bobinelor folosite și modul de determinare al lungimii frontale, fără să se mai facă referire la indicii statorului sau rotorului, înfășurarea fiecăruia corespunzând unuia din tipurile prezentate.

A. Înfășurările într-un strat

Pot fi:

1) **Înfășurări cu bobine concentrice** (neegale), care după forma și dispunerea capetelor frontale sînt de trei feluri:

— Cu capetele așezate în două etaje, fiecare etaj fiind constituit din cîte o grupă de q bobine.

În figura 10.30 se dă de exemplu schema desfășurată a unei astfel de înfășurări într-un strat, cu capetele frontale așezate în două etaje, constituit fiecare din $q = 2$ bobine, iar figura 10.31 reprezintă vederea părții frontale a aceleiași înfășurări.

Determinarea lungimii frontale se poate face grafic prin construcția la scară a capătului de bobină ca în figura 10.32 în care s-au folosit notațiile:

$t_{med} = \frac{\pi(D \pm h_c)}{Z}$ este pasul dentar mediu [se ia (+) pentru stator și (-) pentru rotor];

$h = h_c$ — (pana + istmul) — înălțimea bobinei;

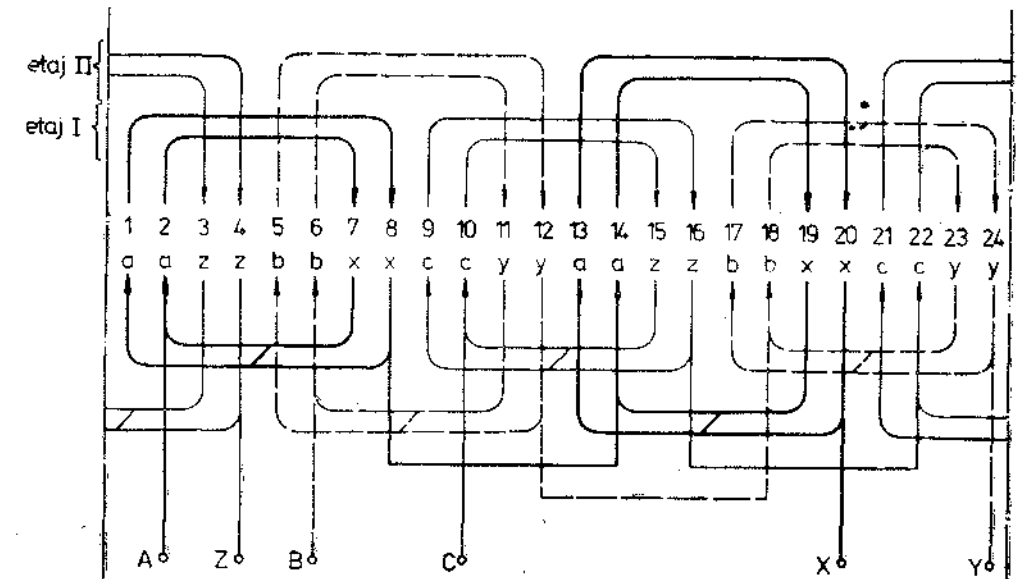


Fig. 10.30. Schema unei înfășurări într-un strat, cu capetele frontale în două etaje și $q = 2$.

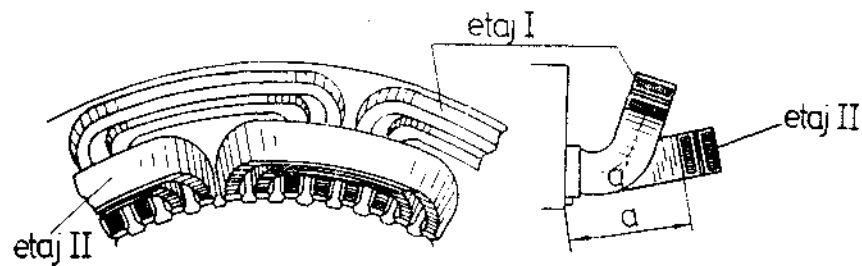
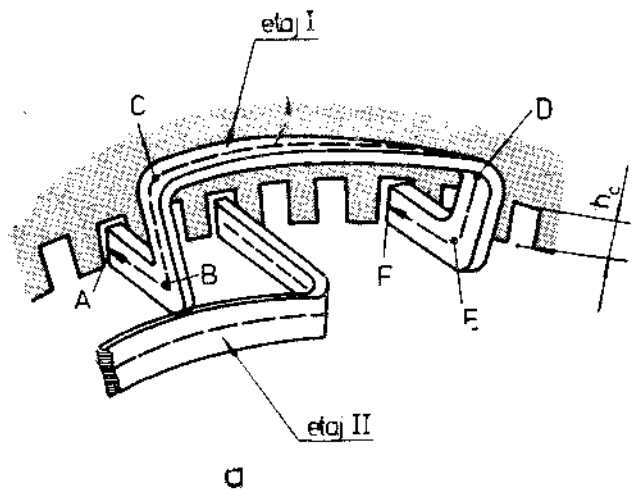


Fig. 10.31. Vedere frontală a înfășurării cu schema din figura 10.30.

Fig. 10.32. Dimensiunile capetelor de bobină în două etaje:
a — vedere în perspectivă; b — dimensiuni constructive.

b_c este lățimea medie a creștăturii (pentru creștături ovale sau trapezoidale). Restul cotelor sînt indicate în tabelul 10.6.

Valorile cotelor capetelor de bobine, în etaje

	Valorile cotelor [cm]	
	pentru j.t. ($U_N < 1\,000\text{ V}$)	Pentru i.t. ($U_N > 1\,000\text{ V}$)
r	$1 \div 1,5$	$3 \div 4$
a_1	$2,5 \div 3,5$	$5 \div 6$
a_2	$0,5 \div 1$	$1,5 \div 2,5$
Δ_{iz}	$0,5 \div 0,7$	$0,5 \div 1$

OBSERVAȚII.

1) Pentru joasă tensiune se folosește de regulă conductor rotund, rezultînd așa-zisele „bobine moi”. În acest caz valorile cotelor indicate în tabel pot suferi modificări, mai ales că etajul este constituit din tot mănunchiul celor q bobine moi, care se consolidează împreună.

2) Dacă la marginea miezului magnetic există alte elemente de presare a pachetului de tole, care ajung la înălțimea capătului de bobină a etajului I, atunci cota a_1 se consideră de la aceste elemente, nu de la pachetul de tole (v. fig. 10.34).

Cota a se ia astfel încît să fie egală cu cota a' (distanța medie de la miezul feromagnetic la interiorul primei bobine din grupa etajului I — v. fig. 10.31 și 10.32, b).

Lungimea medie frontală a bobinei din interiorul grupului de q bobine este (fig. 10.32, a):

$$l_{f1} = l_{ABCDEF}$$

Se determină apoi lungimea frontală l_{f2} , pentru a doua bobină din grup, l_{f3} pentru a treia ș.a.m.d.

Lungimea frontală medie a grupului de bobine, care se introduce în relația (10.69) este:

$$l_{fmed} = \frac{\sum l_{fi}}{q}; i = 1, 2, \dots, q \quad (10.70)$$

— Cu capetele așezate în trei etaje, fiecare etaj fiind constituit din cîte o grupă de „ $q/2$ ” bobine.

Un exemplu de schemă desfășurată a unei astfel de înfășurări este indicat în figura 10.33, iar modul de așezare a capetelor frontale în figura 10.34, a și b. Capetele după figura 10.34, a, dau de obicei lungimi de spiră mai mici, însă cele din figura 10.34, b pot fi consolidate mai sigur.

De asemenea, cum se observă, lungimile medii frontale pentru cele trei etaje sînt egale în primul caz ($a = a' = a''$) și diferite în cel de-al doilea caz ($a_1 < a_2 < a_3$). Valorile cotelor prevăzute în figura 10.34 sînt cele indicate în tabelul 10.6.

După construcția grafică la scară a capetelor de bobine, similar ca în figura 10.32, însă dispuse ca în figura 10.34, a și b, se calculează mai întîi lungimea medie frontală a grupurilor de $q/2$ bobine ale fiecărui etaj l_{f1} , l_{f2} și l_{f3} apoi, se determină lungimea frontală ca medie a lungimilor celor trei etaje.

Astfel, pentru figura 10.34, a, dacă l_{f1} , l_{f2} etc. sînt lungimile medii frontale ale primei bobine (cea interioară), a doua etc., din grupul fiecărui

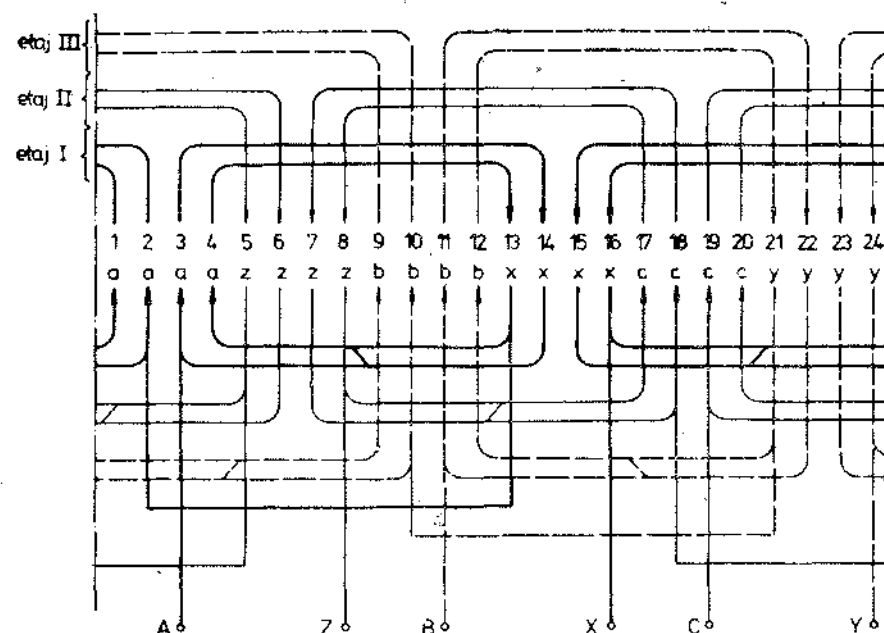


Fig. 10.33. Schema înfășurării într-un strat cu capetele frontale dispuse în trei etaje și $q = 4$.

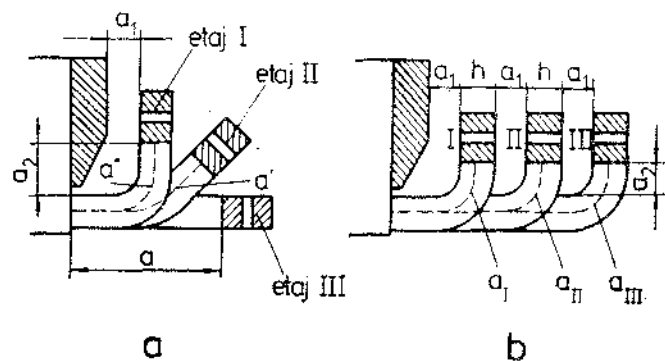


Fig. 10.34. Forma și dimensiunile capetelor de bobine, în trei etaje și cu $q = 4$:

a — cu lungimea frontală a capetelor, egală; b — cu lungimi frontale ale capetelor, diferite.

etaj, lungimea medie frontală cu care se calculează lungimea medie a unei jumătăți de spirală (rel. 10.69) este:

$$l_{fmed} = l_{fI} = l_{fII} = l_{fIII} = \frac{2\Sigma l_{fi}}{q}; i = 1, 2, \dots, q/2. \quad (10.71)$$

Pentru figura 10.34, b se calculează mai întâi lungimile medii frontale ale fiecărui etaj:

$$l_{fI} = \frac{2\Sigma l_{fi}}{q}; i = 1, 2, \dots, q/2 \text{ — pentru etajul I;}$$

$$l_{fII} = \frac{2\Sigma l_{fi}}{q}, i = 1, 2, \dots, q/2 \text{ — pentru etajul II;} \quad (10.72)$$

$$l_{fIII} = \frac{2\Sigma l_{fi}}{q}; i = 1, 2, \dots, q/2 \text{ — pentru etajul III,}$$

apoi se determină lungimea medie frontală (care se introduce în relația 10.69):

$$l_{fmed} = \frac{l_{fI} + l_{fII} + l_{fIII}}{3}. \quad (10.72, a)$$

— Cu capetele grupelor de q bobine, de aceeași formă, dispunerea lor făcându-se în coroană.

Un exemplu de schemă desfășurată pentru $q = 3$ și numai pentru o pereche de poli este reprezentat în figura 10.35, iar un stator în timpul bobinării

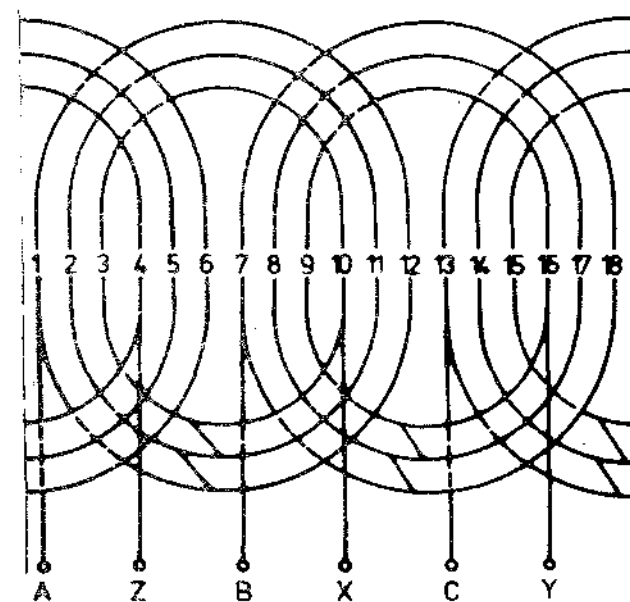


Fig. 10.35. Schema unei înfășurări avind $q = 3$ (pentru o pereche de poli) cu capetele frontale ale grupelor de bobine de aceeași formă.

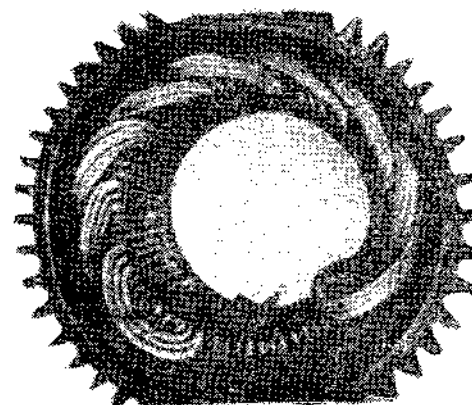


Fig. 10.36. Stator în cursul bobinării ($2p = 8$; $q = 3$) cu înfășurarea într-un strat, avind capetele grupelor de bobine de aceeași formă.

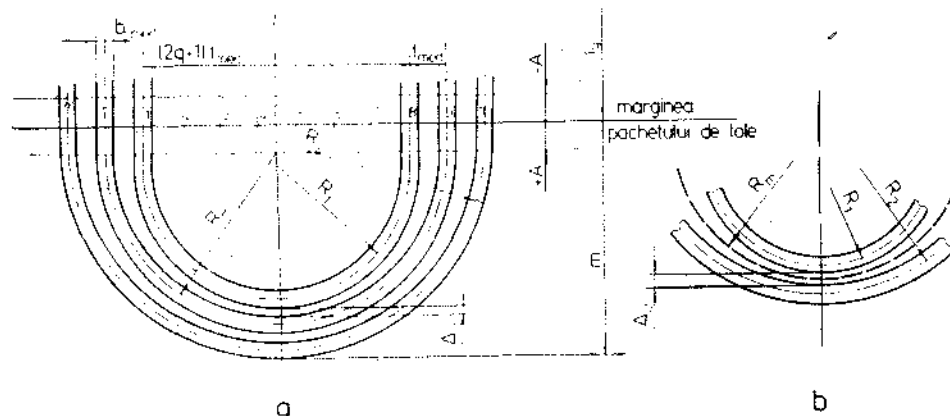


Fig. 10.37. Dimensionarea capătului de bobină pentru înfășurarea într-un strat, cu capetele grupelor de bobine de aceeași formă și $q = 3$.

cu o astfel de înfășurare ($q = 3$, $2p = 8$), din care se observă aceeași formă de așezare a capetelor frontale ale fiecărui grup de q bobine, este indicat în figura 10.36.

Pentru dimensionarea bobinei și determinarea lungimii frontale, se face construcția grafică, la scară, așa cum se indică în figura 10.37.

După cum se observă din figură, cota A reprezintă poziția razei medii R_m a grupului de q bobine față de extremitatea pachetului de tole și are semnul (+) când este în exteriorul pachetului și semnul (−) când este în interiorul pachetului de tole.

Pozițiile razelor medii pentru celelalte bobine din grup R_1 , R_2 etc. se determină astfel încât distanța minimă dintre bobine să fie Δ_{iz} , a cărui valoare se ia din tabelul 10.6.

Lungimea medie frontală, care se introduce în relația (10.69) rezultă :

$$l_{med} = \pi R_m \pm 2A \quad [\text{cm}]. \quad (10.73)$$

Valorile lui A , în funcție de numărul de poli ai mașinii, rezultate pe baza experienței de fabricație sînt indicate în tabelul 10.7 (se menține semnul (+) pentru A în afara pachetului de tole și semnul (−) în interiorul pachetului).

Tabelul 10.7

Valorile cotei A în funcție de $2p$

$2p$	2	4	6	≥ 8
$\pm A$ [mm]	−40	−35	0	+25

Dacă q este număr întreg impar, atunci R_m este chiar raza medie a bobinei mijlocii.

Dacă q este număr par, atunci R_m se consideră tot raza medie a grupului de bobine, chiar dacă rezultă prin mijlocul grupului așa cum se indică în figura 10.37, b (prin spațiul dintre bobine).

OBSERVAȚIE. Pentru valori mai mari ale lui q ($q > 5$) și mai ales la mașinile cu $2p$ mic, capetele frontale rezultă destul de mari. De aceea, în asemenea cazuri, este recomandată o dispunere a acestora în două sau trei etaje.

2) **Înfășurări cu bobine egale sau înfășurări în lanț**, care au avantajul că permit o așezare mai simplă a părților frontale și pot avea pasul principal y_1 diametral sau scurlat.

Un exemplu de schemă desfășurată pentru înfășurarea într-un strat în lanț, este indicat în figura 10.38, iar vederea părții frontale a acesteia în figura 10.39.

După cum se observă, pasul y_1 al înfășurării în lanț trebuie să fie totdeauna un număr impar, fiindcă dacă laturile lungi ale bobinelor ocupă creștăturile impare, atunci laturile scurte ocupă creștăturile pare sau invers.

Forma constructivă a bobinei este arătată în figura 10.40; elementele constructive prevăzute (r și Δ_{iz}) depind de forma și secțiunea conductorului, de pasul creștăturilor, tensiunea mașinii etc.

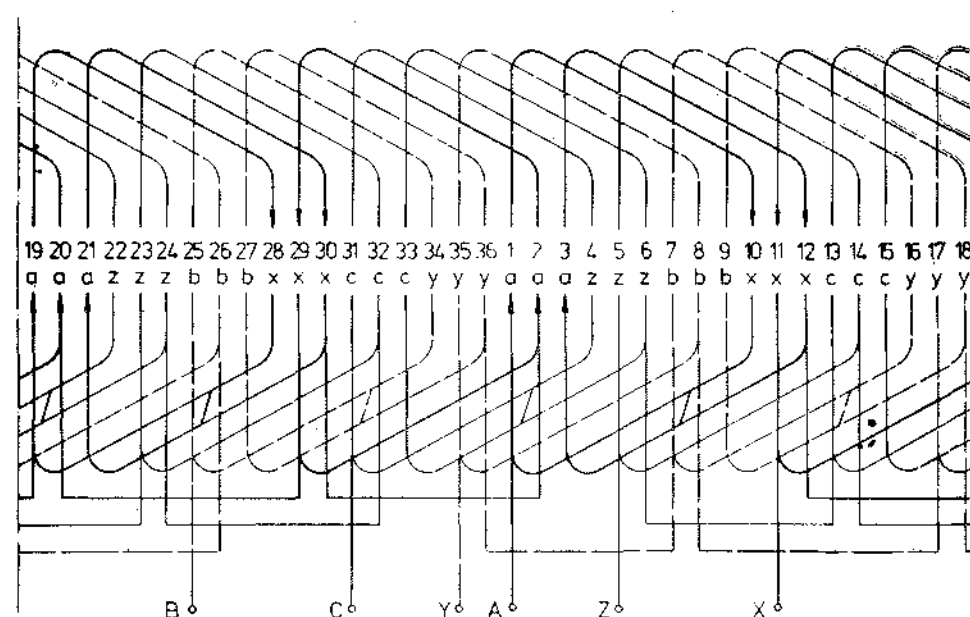


Fig. 10.38. Schema unei înfășurări într-un strat, în lanț, cu $2p = 4$ și $q = 3$.

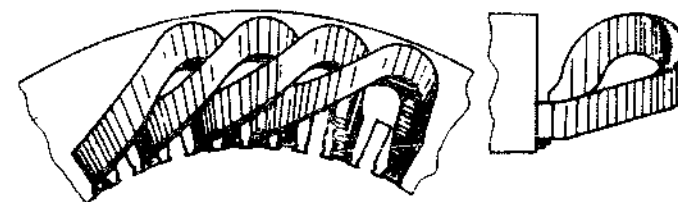


Fig. 10.39. Vederea părții frontale a unei înfășurări într-un strat, în lanț.

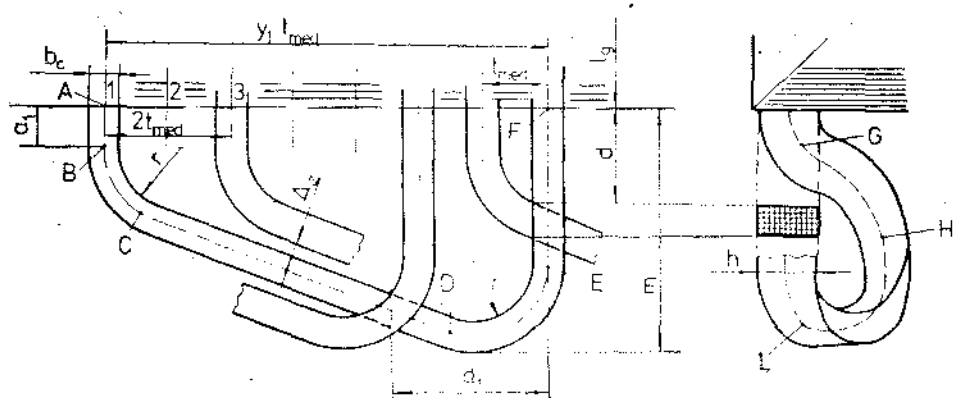


Fig. 10.40. Dimensionarea capătului frontal al bobinei, pentru înfășurarea într-un strat, în lanț.

Totuși, orientativ, pentru bobina din conductor profilat cu secțiunea nu prea mare ($s_{cu} < 20 \text{ mm}^2$) se recomandă următoarele valori:

$$r = 2,5 \div 4 \text{ cm},$$

$$\Delta_{iz} = 0,5 \div 1 \text{ cm},$$

valorile mai mici pentru joasă tensiune (j , t), iar mai mari pentru înaltă tensiune (i , t).

Pentru bobinele din conductor rotund (sîrmă), aceste cote nu servesc decît la aprecierea lungimii frontale din construcția grafică, deoarece fiind o „bobină moale” așezarea în coroană a capetelor se poate aranja în cursul bobinării.

Pentru determinarea lungimii capătului frontal se face construcția din figura 10.40 la scară și rezultă

$$l_{fmed} = l_{ABCDE} + (2 \div 2,5)h \text{ [cm]} \quad (10.74)$$

în care: $h = h_c$ — (pana + istmul) este înălțimea bobinei.

Termenul al doilea din relația (10.74) compensează curba GHL , pe care trebuie s-o facă partea mai lungă a bobinei astfel încît să poată trece peste bobina vecină aflată la distanța d determinată grafic. Cum se observă, această curbă, trebuie să se termine pe deschiderea $d_1 \approx (2,5 \div 3)l_{med}$.

B. Înfășurările în două straturi

Pot fi:

1) **Înfășurări cu bobine din conductor rotund (sîrmă rotundă)** sau „bobine moi”, care se folosesc numai la mașinile de joasă tensiune și care la rîndul lor, după forma capetelor sînt de trei feluri:

— Cu capetele bobinelor rotunde (cîrculare), avînd forma indicată în figura 10.41.

Lungimea frontală a capătului de bobină se determină cu relația (10.73) semnificația și valorile lui A , fiind aceleași.

— Cu bobine dreptunghiulare, utilizate în special la mașinile de putere mică sau cu q mic, pentru economisirea spațiului în părțile frontale, consolidarea capetelor frontale făcîndu-se prin legarea împreună într-un singur

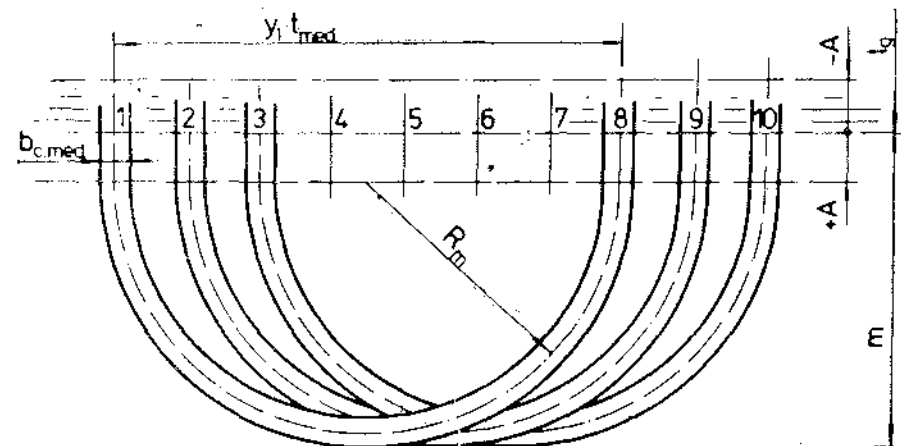


Fig. 10.41. Capetele de bobine rotunde, pentru înfășurarea din sîrmă rotundă, în două straturi și $q = 3$.

mănușchi a celor q bobine. În figura 10.42 este reprezentat statorul unei mașini mici cu o astfel de înfășurare. Lîngă stator se văd cele $q = 2$ bobine care se consolidează împreună pentru a forma o grupă de bobine.

Dimensionarea acestor bobine se face din condiția ca grosimea părții frontale rezultată prin suprapunerea celor trei mănușchiuri de cîte q bobine, să nu depășească diametrul exterior al miezului magnetic sau altă valoare necesară montării mașinii (de exemplu diametrul interior al scutului). Iată de ce astfel de bobine se folosesc de regulă pentru $q \leq 3$.

Tot pentru economisirea spațiului frontal și în cazul în care $q > 3$, dar numai număr par ($q = 4$; 6 sau 8) mai ales la mașinile de turație mare ($p = 1$ sau 2) se pot folosi bobine dreptunghiulare însă $q/2$ vor parcurge înfășurarea spre dreapta iar $q/2$ spre stînga (la pasul respectiv). În felul acesta, grosimea

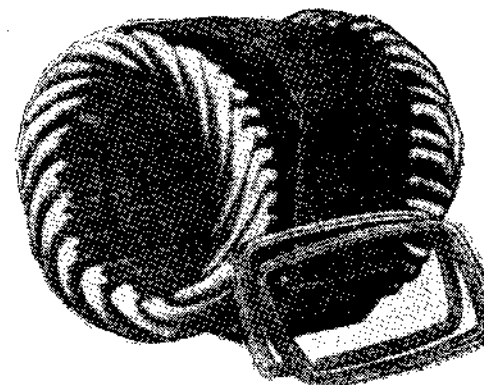


Fig. 10.42. Statorul unei mașini asincrone de putere mică, avînd înfășurarea cu bobine dreptunghiulare, din sîrmă rotundă ($q = 2$).

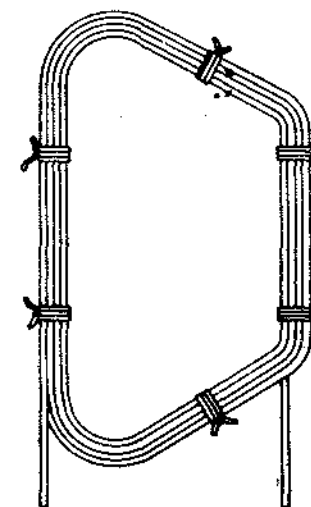


Fig. 10.43. Bobină moale (din sîrmă rotundă) de formă trapezoidală.

mănunchiului în partea frontală va fi dat de $q/2$ bobine, nu de q bobine cum s-ar fi întâmplat dacă toate ar fi parcurs înfășurarea în același sens.

— Cu bobine trapezoidale de forma indicată în figura 10.43, însă depănate q bobine pe același șablon (cu q canale), pentru reducerea numărului de lipituri la conexiuni.

Lungimea capătului frontal rezultă prin construcția la scară, reprezentată în figura 10.44. Având în vedere că astfel de bobine nu se folosesc decât la joasă tensiune (j.t) ($U_N < 1000$ V), pentru a , r și Δ_{iz} se pot lua următoarele valori:

$$a = 1,5 \div 2,5 \text{ cm};$$

$$r = 0,5 \div 1 \text{ cm};$$

$$\Delta_{iz} = 0 \div 0,2 \text{ cm}.$$

Cum se observă, când $\Delta_{iz} = 0$ între bobine nu mai rămâne distanță de izolație. Pentru bobinele aceleiași faze (q bobine) nici nu este necesară; pentru izolarea între bobinele fazelor diferite însă, este necesar să se folosească folii electroizolante de 0,2—0,3 mm grosime prevăzute în timpul bobinării (foliile între faze trebuie puse chiar pentru cazul când $\Delta_{iz} = 0$). Prin măsurare, pe construcția grafică la scară (fig. 10.44), se determină lungimea frontală, pe vederea din stînga:

$$l_f = l_{ABCDEF} + h_c/2 \text{ [cm]},$$

valoarea care se introduce în relația (10.69).

OBSERVAȚIE. Este evident că atât lungimea frontală cît și cea axială sînt mai mari la bobinele trapezoidale decît la cele simetrice, cu ambele laturi înclinate (partea punctată din fig. 10.44). De aceea acest tip de bobine se folosește din ce în ce mai rar la înfășurările în două straturi.

2) **Înfășurări cu bobine din conductor profilat**, folosite atât la mașinile de joasă tensiune cît mai ales la cele de înaltă tensiune. Din punct de vedere constructiv, forma bobinelor poate fi ondulată (mai rar folosite la mașinile de c.a.) sau buclată (așezarea conductoarelor fiind ca în figura 10.16).

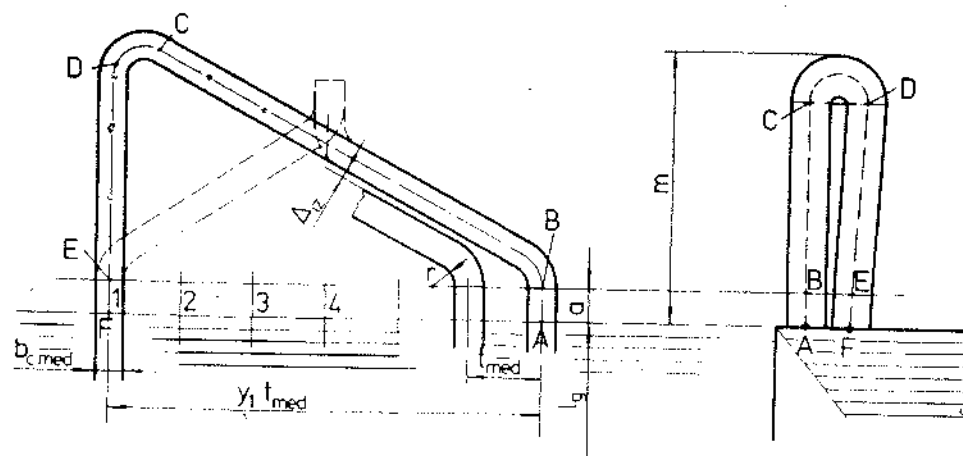


Fig. 10.44. Construcția capătului frontal al bobinelor trapezoidale.

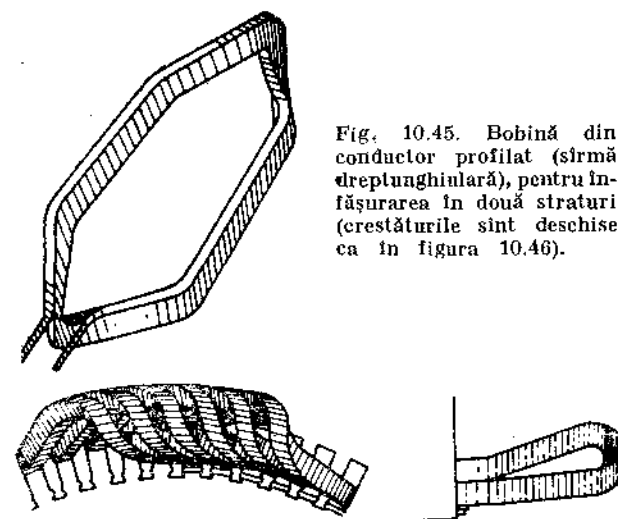


Fig. 10.45. Bobină din conductor profilat (sîrmă dreptunghiulară), pentru înfășurarea în două straturi (creștăturile sînt deschise ca în figura 10.46).

Fig. 10.46. Dispunerea frontală a înfășurării cu bobine din conductor profilat de forma celor din figura 10.45.

O bobină din conductor profilat a unei înfășurări în două straturi, pentru creștături deschise, este indicată în figura 10.45, iar vederea frontală a înfășurării în figura 10.46.

Pentru mașinile de joasă tensiune bobinele nu sînt izolate, izolația față de masa miezului fiind constituită separat de izolația creștăturii (v. anexa 10, fig. 10-II, c și tabelul 10-I la poziția 4).

Pentru mașinile de înaltă tensiune bobinele sînt izolate pe partea activă (din creștătură) cu teacă de micafoliu obținută prin micanizare, iar pe partea frontală cu 5 ÷ 7 straturi 1/2 suprapus din bandă izolantă (v. anexa 10, fig. 10-II, a și b și tabelul 10-II la poziția 2).

Deoarece aceste bobine izolate au o rigiditate destul de bună, se mai numesc și *secții rigide* (v. paragraful 10.5).

Pentru dimensionarea bobinei și determinarea lungimii frontale este necesară construcția grafică, la scară, așa cum se indică în figura 10.47.

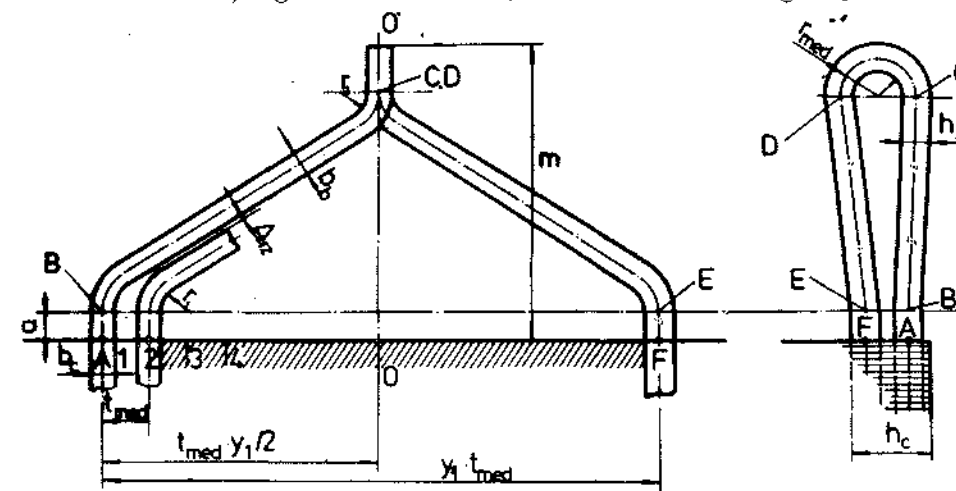


Fig. 10.47. Determinarea grafică a lungimii frontale a bobinelor din conductor profilat, în două straturi.

Lățimea bobinei se ia $b_b = b_c$, iar înălțimea bobinei h_b , se determină similar ca la dimensionarea înălțimii creștăturii, însă pentru o latură a bobinei.

Tabelul 10.8

Valorile elementelor constructive ale capătului de bobină pentru înfășurările în două straturi

	Valoarea cotelor [cm]	
	pentru i.t. ($U_N < 1000$ V)	pentru i.t. ($U_N > 1000$ V)
a	$1,5 \div 2,5$	$3,5 \div 5$
r	$0,5 \div 1$	$3 \div 4$
r_1	$0,5 \div 1$	$1 \div 1,5$
Δ_{12}	$0,1 \div 0,15$	$0,5 \div 0,6$

Pentru bobinele din bare, $h_b = h_{cu\ 12}$, iar raza r_1 se stabilește, din motive tehnologice, în funcție de raportul dimensiunilor conductorului (h_{cu}/b_{cu}). Adesea, în practică se consideră (numai pentru construcția grafică)

$$h_b \approx \frac{h_c}{2}.$$

Din graficul construit la scară se determină lungimea frontală, pe vederea din stînga figurii 10.47:

$$l_f = l_{AB C D E F} = 2(a + l_{BC}) + \pi r_{med} \quad [\text{cm}], \quad (10.75)$$

în care:

l_{BC} se măsoară pe desenul la scară, în cm (pe vederea din stînga figurii 10.47);

$$r_{med} = r_1 + \frac{h_b}{2} \quad [\text{cm}].$$

3) **Înfășurări cu bobine din bare**, folosite la joasă tensiune, atât pentru stator, cât mai ales pentru rotor, așezarea în creștătură fiind ca în figura 10.17.

La rîndul lor bobinele din bare sînt de două feluri:

— din *bare continue* (fig. 10.48), folosite pentru creștături deschise (fig. 10.17, a) sau semideschise asimetrice de forma indicată în figura 7.7, c și în figura 10-III, b (anexa 10);

— din *semibare* formate la ambele capete (fig. 10.49, a și b) folosite pentru aceleași tipuri de creștături ca și barele continue și semibare formate doar la un singur capăt (fig. 10.49, c), folosite pentru creștături semiînchise (fig. 10.17, b).

După cum se observă (fig. 10.48 și fig. 10.49) cele două capete frontale ale bobinei din bare pot fi egale pentru înfășurări cu pasul diametral ($y_1 = y_2 = y_\tau$) sau neegale pentru cele cu pasul principal y_1 scurtat. Cum însă, după o pereche de poli, bobina trebuie să parcurgă un dublu pas diametral $2y_\tau = y_1 + y_2$, rezultă că la o scurtare a pasului principal y_1 cu un anumit număr de creștături (de obicei $y_\tau/6$), trebuie lungit pasul secundar y_2 cu același număr de creștături. Pe de altă parte, trebuie avut în vedere că în cazul semibarelor nu mai este necesară îndoirea capătului cu o rază r_1 (fig. 10.47 și fig. 10.48) ci, după efectuarea îndreptării (cu raza r), se lasă o porțiune dreaptă a_1 la ambele capete (fig. 10.49) necesară lipiturii de inseriere. Lipi-

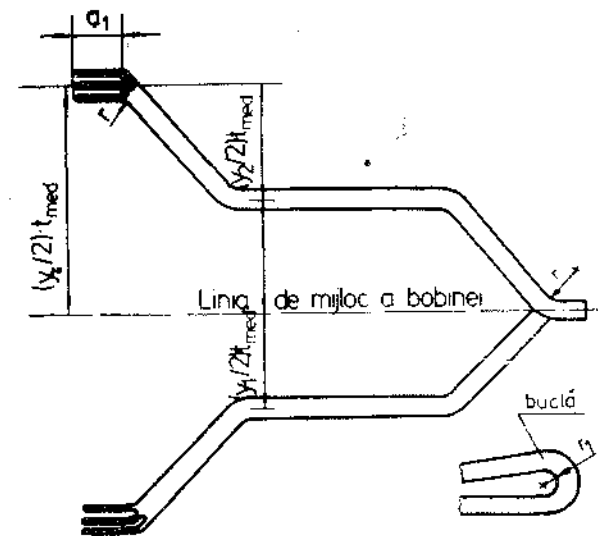


Fig. 10.48. Bobină din bară continuă.

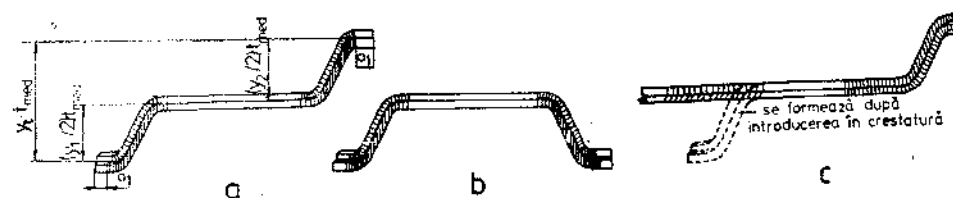


Fig. 10.49. Bobine din semibare:

a și b — formate la ambele capete; c — formate la un singur capăt.

tura de inseriere este o lipitură „tare” (sudură) și se face direct între capetele celor două semibare, care formează bobina, prin intermediul unui adăos din cupru care să asigure o distanță între semibare cit izolajia dintre straturi.

De obicei $a_1 = 2,5 \div 3,5$ cm.

De aceea, pentru determinarea lungimii frontale a bobinelor din bare, tot cu construcția grafică din figura 10.47 la scară, se va proceda astfel:

— în locul deschiderii bobinei $l_{med} y_1/2$ se va lua $l_{med} y_\tau/2$;

— la bobina din bare continue se vor determina două lungimi frontale (v. fig. 10.48):

— pentru partea cu buclă, cu relația (10.75):

$$l_f' = 2(a + l_{BC}) + \pi r_{med},$$

semnificația termenilor fiind aceeași ca în figura 10.47;

— pentru partea cu mufă de inseriere (fig. 10.48):

$$l_f'' = 2(a + l_{BC} + a_1). \quad (10.75, a)$$

Lungimea medie frontală, care se introduce în relația (10.69), este:

$$l_f = \frac{1}{2}(l_f' + l_f'') \quad [\text{cm}] \quad (10.76)$$

— la bobina din semibare (fig. 10.49) unde ambele capete sînt prevăzute cu porțiunea a_1 pentru inseriere, lungimea frontală se determină cu relația (10.75, a).

OBSERVAȚIE. Din construcția grafică efectuată, în funcție de tipul bobinei, odată cu lungimea frontală, trebuie determinată și lungimea axială m , necesară la desenul de ansamblu general.

10.8.2. DETERMINAREA REZISTENȚELOR ÎNFĂȘURĂRILOR

Se vor avea în vedere, atât pentru rezistențe cit și pentru reactanțe, valorile pe fază ale acestora.

A. Rezistența pe fază a înfășurării statorului

Se determină cu relația :

$$R_1 = k_r \rho_{\vartheta} \frac{L_1}{s_{cu1} a_1} \quad [\Omega], \quad (10.77)$$

în care :

L_1 este lungimea totală a conductoarelor unei faze și unei căi de curent în paralel, în m :

$$L_1 = 2w_1 l_{wmed1} \quad [m] \quad (10.77, a)$$

unde :

- w_1 este numărul de spire pe o fază și o cale de curent a înfășurării statorului, dat de relația (10.36) ;
- l_{wmed1} — lungimea medie a unei jumătăți de spirală a statorului, determinată cu relația (10.69), în m ;
- s_{cu1} — secțiunea efectivă a conductorului real, rezultată din STAS-ul de conductoare, în mm² (pentru cazul în care se folosesc n_f fire în paralel, atunci $s_{cu1} = n_f s_{cond}$, unde s_{cond} — secțiunea normalizată a unui fir) ;
- a_1 — numărul de căi de curent în paralel pentru o fază a statorului ;
- ρ_{ϑ} — rezistivitatea materialului conductorului la temperatura de funcționare ϑ , în $\Omega\text{mm}^2/\text{m}$. Valorile lui ρ și ale temperaturii ϑ pentru clasa de izolație F sînt date în paragraful 7.11.1 ;

— pentru clasa de izolație F și H : $\vartheta = 115^\circ\text{C}$; $\rho_{115} = 1,38 \rho_{20}$;

$k_r = \frac{R_{ca}}{R_{cc}}$ — coeficientul mediu de creștere a rezistenței în curent alternativ R_{ca} , față de cea în curent continuu R_{cc} , datorită fenomenului de refulare a curentului. Calculul exact a lui k_r este indicat în paragraful 20.6.2. Pentru mașinile asincrone normale (cu dimensiunile conductoarelor în limite tehnologice) se poate considera, la frecvența industrială (50 Hz) de alimentare a înfășurării statorului, $k_r \approx 1$.

B. Rezistența pe fază a înfășurării rotorului

Se determină în funcție de construcția rotorului, pentru cele două cazuri :

a) Pentru mașinile cu rotorul bobinat se folosește aceeași relație (10.77) ca și la stator, avîndu-se însă în vedere că termenii relației să se refere la înfășurarea rotorului. Și în acest caz $k_r = 1$.

b) Pentru mașinile cu rotorul în scurtcircuit, la determinarea rezistenței pe fază se au în vedere următoarele :

— numărul de faze ale rotorului $m_2 = Z_2$; deci fiecare bară constituie o fază ;

— curentul de fază I_2 este chiar curentul din bară I_b ;

— la rezistența barei R_b , trebuie adăugate pentru calculul rezistenței pe fază și rezistențele aferente ale inelelor de scurtcircuitare R_l . Asocierea acestora se face astfel încît puterea activă echivalentă pe fază $R_2 I_2^2$ să fie aceeași cu puterea activă reală din bară și porțiunile aferente ale inelelor, adică :

$$R_2 I_2^2 = R_b I_b^2 + 2 R_l I_l^2.$$

Dacă se ține cont de faptul că $I_2 = I_b$ și de relația (10.54) rezultă următoarea expresie pentru rezistența pe fază a rotorului în scurtcircuit :

$$R_2 = R_b + \frac{R_l}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)} \quad [\Omega], \quad (10.78)$$

în care :

$$R_b = \rho_b \frac{L_b}{s_b} \quad [\Omega] ; \quad (10.78, a)$$

$$R_l = \rho_l \frac{L_l}{s_l} \quad [\Omega]$$

unde :

ρ_b , ρ_l sînt rezistivitățile materialelor barei, respectiv inelului, în $\Omega\text{mm}^2/\text{m}$ la temperatura $\vartheta = 75^\circ\text{C}$, dacă înfășurarea statorului este în clasă de izolație B și $\vartheta = 115^\circ\text{C}$, pentru clasă F.

Cînd materialul barelor este cupru, atunci valorile lui ρ sînt indicate mai sus la determinarea rezistenței statorului (v. paragraful 7.11.1).

Dacă materialul barelor este aluminiul, atunci :

$$\rho_{20} \approx \frac{1}{32} = 0,031 \quad \Omega\text{mm}^2/\text{m},$$

iar la diferite temperaturi (în funcție de clasa de izolație a înfășurării statorului) rezultă :

— pentru clasele de izolație A, E și B : $\vartheta = 75^\circ\text{C}$; $\rho_{75} = 1,2 \rho_{20}$;

— pentru clasele de izolație F și H : $\vartheta = 115^\circ\text{C}$; $\rho_{115} = 1,35 \rho_{20}$;

s_b , s_l — secțiunile barei, respectiv inelului, în mm² ;

L_b , L_l — lungimile barei, respectiv porțiuni de inel, în m.

Lungimea barei (fig. 10.50), depinde de poziția inelului de scurtcircuitare față de miezul feromagnetic și anume :

$L_b = l_g$ — pentru inelul lipit (fig. 10.50, a) ;

$L_b = l_g + (6 \div 10) \text{ cm}$ — pentru inelul depărtat (fig. 10.50, b).

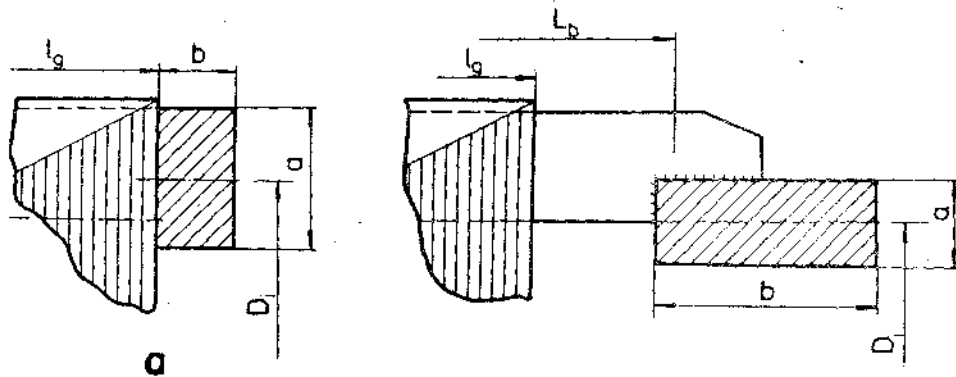


Fig. 10.50. Capătul frontal și inelul de scurtcircuitare al colivărilor rotoarelor în scurtcircuit:
a — cu inelul lipit de miez; b — cu inelul depărtat de miezul feromagnetic.

Lungimea porțiunii din inelul de scurtcircuitare este dată de relația:

$$L_i = \frac{\pi D_i}{Z_2} \quad [\text{m}], \quad (10.78, b)$$

în care (fig. 10.50):

D_i este diametrul mediu al inelului de scurtcircuitare, în m.

După cum se observă, în expresia rezistenței pe fază a rotorului dată de relația (10.78) nu se ia în considerație și fenomenul de refulare, R_r și R_i determinându-se ca și pentru curentul continuu. Acest lucru este în conformitate cu funcționarea în regimul nominal al mașinii (la alunecări mici), deoarece frecvența curentului în rotor fiind mică ($f_2 = s_N f_1$), fenomenul de refulare este practic inexistent.

De aceea, cu relația (10.78) se calculează rezistența pe fază a rotorului fără refulare, adică pentru regimul nominal de funcționare ($s_N \approx 1 \div 4\%$).

Modul în care se va avea în vedere influența fenomenului de refulare și calculul parametrilor în acest caz va fi arătat în cele ce urmează (v. paragraful 10.8.4).

10.8.3. DETERMINAREA REACTANTELOR ÎNFAȘURĂRILOR

Cum se știe, fluxul magnetic total care înlanțuie un circuit al mașinii, de exemplu circuitul statorului, ψ_{st} se poate scrie ca fiind suma a două componente:

$$\psi_{st} = \psi_{u1} + \psi_{\sigma 1}:$$

- o componentă ψ_{u1} care înlanțuie și celelalte circuite ale mașinii (ale rotorului), denumit fluxul magnetic util;
- o componentă $\psi_{\sigma 1}$, care nu înlanțuie și alte circuite, ci, numai spirele proprii, denumit flux magnetic de scăpări.

Fiecărui flux îi corespunde o reactanță care intervine atât în ecuațiile de funcționare cât și în calculul caracteristicilor mașinii:

- reactanța utilă — sau de magnetizare X_m ,
- reactanța de scăpări $X_{\sigma 1}$.

În continuare se vor indica unele aspecte fizice și relațiile de calcul al acestor reactanțe.

Reactanța de scăpări. Liniile cimpului magnetic de scăpări se închid în jurul conductoarelor fazei care-l produce (plasate în creștături), prin întrefier, între capetele dinților celor două armături și în jurul capetelor frontale ale bobinelor. Se include de asemenea în cimpul magnetic de scăpări și cimpul magnetic corespunzător diferenței dintre cimpul magnetic real (rezultant) din întrefier și cimpul magnetic corespunzător armonicii fundamentale a inducției magnetice în întrefier.

Cimpurile magnetice de scăpări determinate de această diferență sint denumite scăpări diferențiale sau suplimentare.

Rezultă, deci, că expresia reactanței de scăpări trebuie să conțină elemente care să caracterizeze fiecare parte componentă a fluxului magnetic de scăpări.

Această expresie este:

$$X_{\sigma 1, 2} = 4\pi f_1 \mu_0 \frac{w_{1,2}^2}{pq_{1,2}} l_i \Sigma \lambda_{1,2} \quad [\Omega], \quad (10.79)$$

în care:

f_1 este frecvența tensiunii de alimentare, în Hz;

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m};$$

$w_{1,2}$ — numărul de spire pe fază ale înfășurării statorului (1), respectiv rotorului (2);

p — numărul de perechi de poli;

$q_{1,2}$ — numărul de creștături pe pol și fază ale statorului (1), respectiv rotorului (2);

l_i — lungimea ideală, în m;

$$\Sigma \lambda_{1,2} = \lambda_{\sigma 1,2} + \lambda_{d1,2} + \lambda_{z1,2} + \lambda_{f1,2} \quad (10.80)$$

este permeanța geometrică specifică (pe unitatea de lungime) totală a statorului (1), respectiv rotorului (2), unde:

λ_i este permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătură;

λ_d — permeanța geometrică specifică a scăpărilor diferențiale;

λ_z — permeanța geometrică specifică a scăpărilor la capetele dinților;

λ_f — permeanța geometrică specifică a scăpărilor în părțile frontale.

ATENȚIE! În cazul mașinilor asincrone, care au întrefier mic $\lambda_{z1,2}$ este inclus în $\lambda_{d1,2}$ și de aceea $\lambda_{z1,2}$ nu se mai consideră ca termen distinct în relația (10.80). Pentru mașinile sincrone însă (care au întrefier mare) λ_{z1} din relația (10.80) se calculează separat de λ_{d1} . De aceea, pentru considerarea corectă a termenilor din relația (10.80) la calculul reactanțelor de scăpări ale înfășurărilor mașinii asincrone și sincrone, se va vedea în mod obligatoriu punctul C al acestui paragraf și rezumatul de la sfârșitul paragrafului.

Pentru rotorul în scurtcircuit, ținând cont că:

$$w_2 = \frac{1}{2}; \quad m_2 = Z_2$$

și din:

$$Z_2 = 2pm_2q_2 \Rightarrow \frac{1}{pq_2} = 2, \quad (10.80, a)$$

reactanța de scăpări pe fază se mai poate scrie (după înlocuirile în relația 10.79)

$$X_{\sigma 2} = 2\pi f_1 \mu_0 l_2 \Sigma \lambda_2 \quad [\Omega]. \quad (10.81)$$

OBSERVAȚIE. Dacă în relațiile (10.79) și (10.81) se înlocuiesc valorile lui $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ și se ia l_1 în cm, atunci expresiile reactanțelor se mai pot scrie:

— pentru înfășurarea statorului mașinii asincrone și sincrone și rotorului bobinat al mașinii asincrone:

$$X_{\sigma 1,2} = 0,158 \left(\frac{f_1}{100} \right) \left(\frac{w_{1,2}}{100} \right)^2 \frac{l_1}{p q_{1,2}} \Sigma \lambda_{1,2} \quad [\Omega]; \quad (10.79, a)$$

— pentru rotorul în scurtcircuit, cu considerarea relațiilor (10.80, a):

$$X_{\sigma 2} = 7,9 f_1 l_1 10^{-8} \Sigma \lambda_2 \quad [\Omega]. \quad (10.81, a)$$

A. Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătură

Se determină în funcție de forma creștăturii și tipul înfășurării.

În cele ce urmează se vor avea în vedere permeanțele fără refulare, urmînd ca influența refulării să fie considerată într-un paragraf separat (v. paragraful 10.8.4).

● Pentru creștătura din figura 10.51, a:

$$\lambda_c = \frac{h_1 - h_4}{3b_c} k_\beta + \frac{h_2}{b_c} k'_\beta + \frac{h_3}{4b_c}. \quad (10.82)$$

● Pentru creștăturile din figura 10.51, b și c:

$$\lambda_c = \frac{h_1 - h_4}{3b_c} k_\beta + \left(\frac{h_2}{b_c} + \frac{3h_3}{b_c + 2a_{s,r}} + \frac{h_6}{a_{s,r}} \right) k'_\beta + \frac{h_5}{4b_c} \quad (10.83)$$

(indicele s se referă la stator, iar r la rotor).

Dimensiunile h_1 și h_4 trebuie considerate fără izolația bobinei (de la conductorul neizolat). De exemplu:

— dacă latura bobinei este dintr-o singură bară pe înălțime:

$$h_1 - h_4 = 2h_{cond};$$

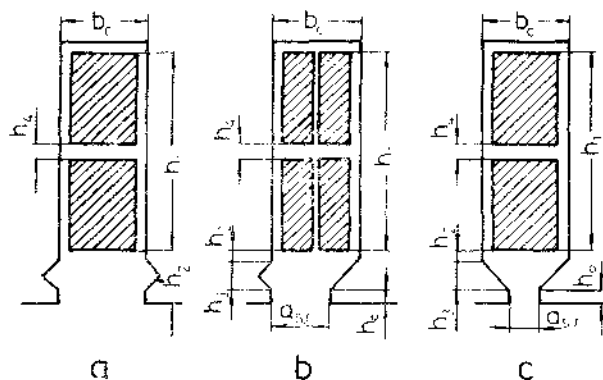


Fig. 10.51. Creștături cu pereții paraleli.

— dacă bobina este din conductor profilat cu cele n_c conductoare din creștătură pe un singur rînd (fig. 10.16, b și d);

$$h_1 - h_4 = n_c h_{cu \text{ iz}} \text{ etc.}$$

Coefficienții k_β și k'_β depind de pasul relativ al înfășurării $\beta_y = \frac{y_1}{y_2}$ (v. și rel. 10.15) și se determină cu relațiile:

$$k'_\beta = \frac{1 + 3\beta_y}{4}, \text{ pentru } \frac{2}{3} \leq \beta_y < 1;$$

$$k'_\beta = \frac{6\beta_y - 1}{4}, \text{ pentru } \frac{1}{3} \leq \beta_y < \frac{2}{3}; \quad (10.84)$$

$$k'_\beta = \frac{1 + 3(2 - \beta_y)}{4}, \text{ pentru } 1 < \beta_y \leq 2;$$

$$k_\beta = \frac{1}{4} + \frac{3}{4} k'_\beta.$$

Dacă înfășurarea este într-un singur strat, de regulă cu pas diametral ($\beta_y = 1$), atunci în relațiile (10.82) și (10.83) se consideră:

$$k'_\beta = 1; k_\beta = 1 \text{ și } h_4 = 0.$$

● Pentru creștăturile din figura 10.52, a, b și c:

$$\lambda_c = \frac{h_1}{3b} k_\beta + \left(0,785 - \frac{a_{s,r}}{2b} + \frac{h_2}{b} + \frac{h_6}{a_{s,r}} \right) k'_\beta. \quad (10.85)$$

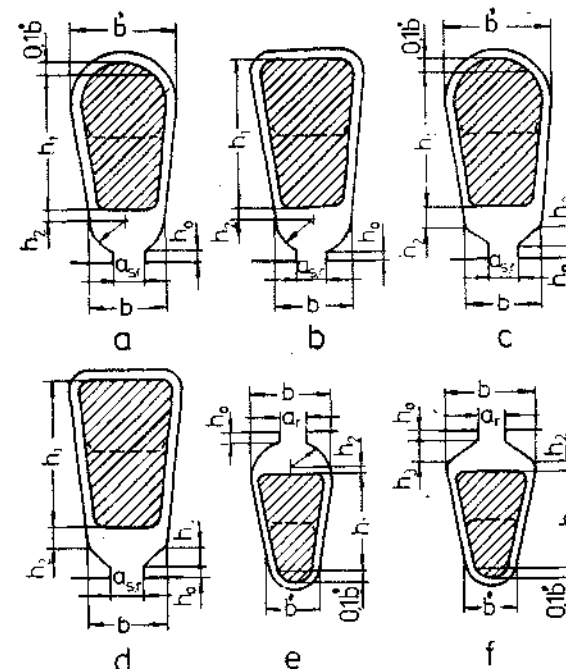


Fig. 10.52. Creștături ovale și trapezoidale pentru dinți cu pereții paraleli și pentru înfășurări într-un strat sau în două straturi.

● Pentru creștăturile din figura 10.52, c, d și f:

$$\lambda_c = \frac{h_1}{3b} k_\beta + \left(\frac{h_2}{b} + \frac{3h_2}{b+2a_{\text{ef}}} + \frac{h_0}{a_{\text{ef}}} \right) k'_\beta. \quad (10.86)$$

Relațiile (10.85) și (10.86) se pot folosi atât pentru înfășurarea într-un strat, cât și pentru cea în două straturi.

Coefficienții k_β și k'_β se determină tot cu relațiile (10.84).

Pentru creștăturile semicirculare (fig. 10.52, a, c, e și f), înălțimea h_1 ocupată de conductoare se determină de la 1/10 din diametrul b' al creștăturii fără a considera și izolația creștăturii din aceea zori, așa cum se observă și din figură.

Pentru înfășurările rotoarelor bobinate se folosesc aceleași relații de mai sus, în funcție de forma creștăturii și caracteristicile înfășurării (într-un strat sau două, cu pas diametral etc.).

Pentru rotoarele în scurtcircuit, formele creștăturilor utilizate sînt diferite de cele de la rotoarele bobinate. De asemenea și umplerea creștăturii depinde de tipul coliviei (sudată sau turnată).

La motoarele mici, se folosesc chiar creștături închise.

De aceea, în cele ce urmează, se vor da relațiile de calcul al permeanței geometrice specifice de scăpări în creștătură pentru formele de creștături mai frecvent utilizate.

● Pentru creștătura din figura 10.53, a:

$$\lambda_c = \left(0,785 - \frac{b_0}{2b} \right) + \frac{h_0}{b_0}, \quad (10.87)$$

unde b este diametrul creștăturii.

● Pentru creștătura ovală din figura 10.53, b:

$$\lambda_c = \left[\frac{h_1}{3b} \left(1 - \frac{\pi b^2}{8s_b} \right)^2 + 0,66 - \frac{h_0}{2b} \right] + \frac{h_0}{b_0}, \quad (10.88)$$

unde:

b, b' sînt diametrele de racordare ale creștăturii în partea superioară și inferioară în mm;

s_b este secțiunea barei, în mm² (b^2 se va lua tot în mm²).

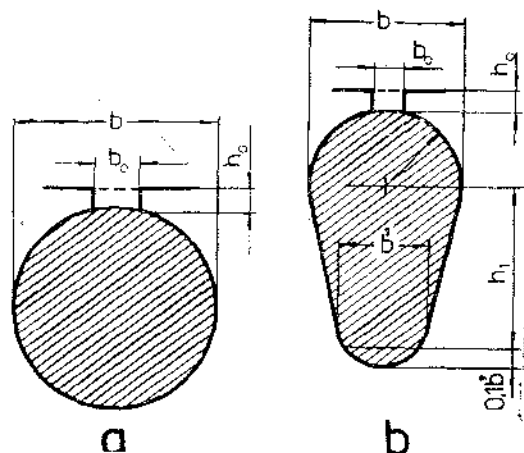


Fig. 10.53. Creștături pentru colivii normale (cea ovală poate fi și pentru bare înalte):

a — rotunde; b — ovale.

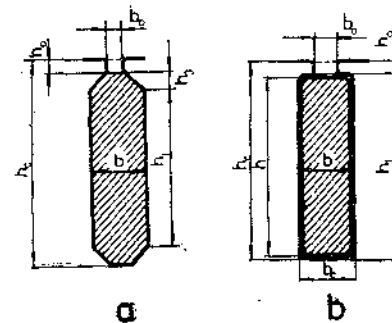


Fig. 10.54. Creștături pentru colivii cu bare înalte:
a — cu muchiile ieșite; b — dreptunghiulare.

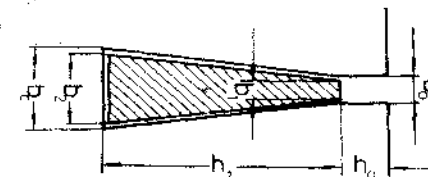


Fig. 10.55. Creștătură pentru colivii cu bare înalte trapezoidale.

Dacă cele două forme de creștături din figura 10.53 sînt închise, (conturul punctat, pentru care $b_0 = 0$), atunci în relațiile (10.87) și (10.88) în locul raportului h_0/b_0 se va adăuga:

$$\lambda_0 = 0,3 + 1,12 \frac{h_0 10^3}{I_b}, \quad (10.89)$$

unde:

I_b este curentul din bară, în A;

h_0 — înălțimea istmului închis, în mm.

Relația empirică (10.89) este valabilă pentru cazul în care:

$$I_b \geq 5b \text{ [A]},$$

unde b se ia în mm.

● Pentru creștătura din figura 10.54, a (cînd, de regulă, colivia se toarnă):

$$\lambda_c = \left(\frac{h_1}{3b} + \frac{3h_2}{b+2b_0} \right) + \frac{h_0}{b_0}. \quad (10.90)$$

● Pentru creștătura din figura 10.54, b, cunoscînd că pentru coliviile sudate diferența $h_1 - h \approx 0,3 \div 0,5$ mm constituie jocul pe înălțime, se poate scrie (se consideră că două jumătăți din joc se află în partea superioară a barei):

$$\lambda_c = \left(\frac{h_1}{3b_c} \right) + \frac{h_1 - h}{2b_c} + \frac{h_0}{b_0}. \quad (10.91)$$

În cazul coliviilor turnate cînd $h = h_1$ și $b = b_c$ atunci:

$$\lambda_c = \left(\frac{h_1}{3b_c} \right) + \frac{h_0}{b_0}. \quad (10.91, a)$$

În cazul în care creștăturile sînt închise (reprezentarea punctată, cînd $I_b = 0$), în locul raportului h_0/b_0 din relațiile (10.90) și (10.91) sau (10.91, a) trebuie adăugat:

$$\lambda_0 = 1,12 \frac{h_0 \cdot 10^3}{I_b} \quad (10.92)$$

valabilă tot pentru $I_b \geq 5b$, în A (h_0 și b se iau în mm).

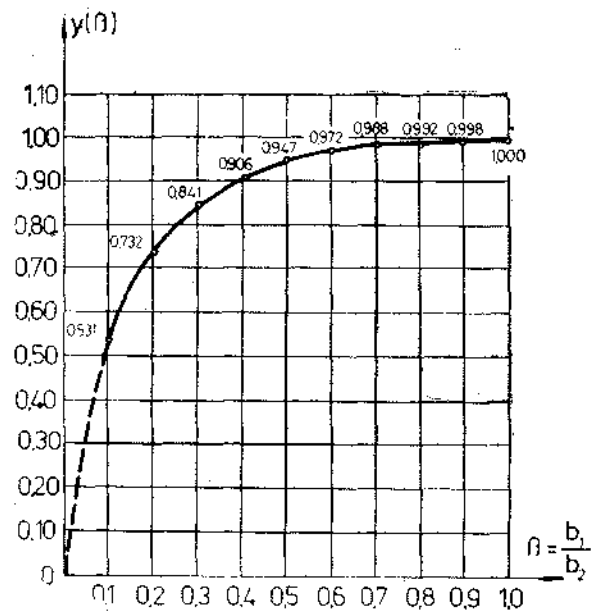


Fig. 10.56. Valoarea lui $y(\beta)$ în funcție de β , pentru colivia cu bare trapezoidale, fără influența refălării curentului din bare.

● Pentru creștătura din figura 10.55, cu bare trapezoidale:

$$\lambda_c = \left[\frac{h_1}{3b_c} y(\beta) \right] + \frac{h_0}{b_0} \quad (10.93)$$

unde $y(\beta)$, este o funcție de raportul laturilor barei $\beta = b_1/b_2$ și se ia din figura 10.56.

În mod normal, pentru astfel de colivii se recomandă următoarele valori: $b_1 = 2,5 \div 5$ mm și $\beta = 0,3 \div 0,6$.

Pentru creștăturile coliviilor duble, permeanțele geometrice specifice ale scăpărilor se vor determina odată cu calculul caracteristicilor acestor mașini (v. paragraful 10.10.2).

B. Permeanța geometrică specifică a scăpărilor diferențiale

Cum s-a mai spus, prin scăpări diferențiale se înțelege diferența dintre cîmpul magnetic real (rezultant) din întrefier și cîmpul magnetic al unei sale fundamentale, deoarece la mașinile de curent alternativ cîmpul magnetic din întrefier nu este sinusoidal.

Permeanța geometrică specifică diferențială, pentru mașina m -fazată, în funcție de factorul de însumare al armonicilor superioare $\sum \left(\frac{k_{wv}}{v} \right)^2$ pentru $v = 5, 7, 11, 13, \dots$ (fără $v = 3$ și multiplul lui) este dată de relația:

$$\lambda_d = \frac{mq}{\pi^2} \frac{\tau}{k_c \delta} k_{w1}^2 \sum \left(\frac{k_{wv}}{vk_{w1}} \right)^2 \quad (10.94)$$

În cazul mașinii trifazate ($m = 3$) și ținînd cont că $\tau = 3q_1 t_1$ (sau $3q_2 t_2$), după înlocuiri în relația (10.94) se obțin, pentru calculul permeanței geometrice specifice de scăpări diferențiale, următoarele relații mai convenabile în proiectare:

— pentru înfășurarea statorului mașinii asincrone și sincrone:

$$\lambda_{d1} = 0,9 \frac{t_1 (q_1 k_{w1})^2 p_{d1} k_{01}}{k_c \delta} \sigma_{d1}; \quad (10.95)$$

— pentru înfășurarea statorului mașinii sincrone:

$$\lambda_{d1} = 0,9 k_{\lambda d} \frac{t_1 (q_1 k_{w1})^2 p_{d1} k_{01}}{k_c \delta} \sigma_{d1}, \quad (10.95, a)$$

unde $k_{\lambda d}$ este dat de relația (10.98) (v. precizările de la sfîrșitul acestui punct B);

— pentru înfășurarea rotorului mașinii asincrone:

$$\lambda_{d2} = 0,9 \frac{t_2 (q_2 k_{w2})^2 p_{d2} k_{02}}{k_c \delta} \sigma_{d2}, \quad (10.96)$$

în care:

- t_1, t_2 — sînt pașii dentari ai statorului, respectiv rotorului, în cm;
- δ — este lățimea întrefierului, în cm;
- k_c — coeficientul întrefierului (al lui Carter);
- q_1, q_2 — numărul de creștături pe pol și fază al statorului, respectiv rotorului bobinat. Pentru rotorul în scurtcircuit (în colivie) prin q_2 se înțelege valoarea:

$$q_2 = \frac{Z_2}{3 \cdot 2p}; \quad (10.96, a)$$

k_{w1}, k_{w2} — sînt factorii de înfășurare ai statorului, respectiv rotorului. Pentru rotorul în scurtcircuit cu creștături neîncălate $k_{w2} = 1$. Cînd creștăturile sînt înclinate față de generatoare $k_{w2} = k_i$ dat de relația (10.50, a);

k_{01}, k_{02} — coeficienți care depind de deschiderea creștăturilor, de lățimea întrefierului și de pașii dentari. Pentru valorile cele mai utilizate ale rapoartelor $\frac{a_{s,r}}{\delta} \leq 20$ și

$\frac{a_{s,r}}{t_{1,2}} \leq 0,6$; determinarea acestor coeficienți pentru stator (1) și rotorul bobinat (2) se poate face cu relația:

$$k_{01,2} \approx 1 - 0,033 \frac{a_{s,r}^2}{\delta t_{1,2}}, \quad (10.96, b)$$

unde $a_{s,r}$ este deschiderea creștăturii stator (s) sau rotor (r), așa cum este denumită în desenele de creștături (v. fig. 10.15 și fig. 7.7). Pentru rotorul în scurtcircuit, cu creștături semiînchise sau închise $k_{02} \approx 1$, deoarece $b_0 \ll t_2$;

p_{d1}, p_{d2} — sînt coeficienții de amortizare a cîmpului magnetic al armonicilor superioare, datorită reacției curenților din înfășurări (curenții induși în rotor de armonicile statorului, reacționează asupra acestora slăbindu-le și de asemenea curenții induși în stator de armonicile rotorului conduc la slăbirea armonicilor rotorului). Pentru mașina asincronă cu rotorul bobinat și mașina sincronă, $p_{d1} \approx 1$.

Pentru mașina asincronă cu rotorul în scurtcircuit (în colivie) ρ_{d1} se ia din tabelul 10.9. Pentru calculul permeanței geometrice de scăpări diferențiale a rotorului se poate lua cu suficientă aproximație $\rho_{d2} \approx 1$, adică pentru rotorul bobinat cît și în scurtcircuit;

σ_{d1} , σ_{d2} sînt coeficienții de scăpări diferențiale ai înfășurării statorului (1), respectiv rotorului (2).

Tabelul 10.9

Valorile coeficientului de amortizare al statorului ρ_{d1} pentru mașinile asincrone cu rotorul în scurtcircuit

q_1	Z_2/p									
	10	15	20	25	30	35	40	45	50	60
2	0,99	0,94	0,87							
	0,94	0,87	0,77							
3	0,98	0,93	0,88	0,85	0,81					
	0,92	0,87	0,84	0,78	0,68					
4	0,97	0,90	0,84	0,80	0,77	0,74				
	0,90	0,81	0,77	0,75	0,72	0,67				
5		0,86	0,81	0,75	0,72	0,70	0,67	0,65		
		0,78	0,71	0,69	0,67	0,65	0,62	0,59		
6		0,82	0,74	0,70	0,66	0,62	0,61	0,60	0,59	
		0,73	0,67	0,62	0,60	0,58	0,57	0,55	0,53	
8		0,78	0,67	0,60	0,56	0,53	0,51	0,49	0,48	0,47
		0,66	0,58	0,52	0,49	0,47	0,46	0,46	0,44	0,43

Observații. Valorile de jos (la numitor) se referă la mașinile care nu au creștăturile inclinate față de generatoare, iar cele de deasupra (la numărător) la mașinile care au creștăturile inclinate cu aproximativ un pas dentar rotoric t_p .

Din punct de vedere al semnificației fizice, coeficientul $\sigma_{d1,2}$ (pentru stator sau rotor) reprezintă raportul dintre reactanța cimpului magnetic de scăpări diferențiale $X_{\sigma d1,2}$ și reactanța utilă a înfășurării respective (a armonicii fundamentale) adică:

$$\sigma_{d1} = \frac{X_{\sigma d1}}{X_{m1}} = \sum_{v \neq 1}^{\infty} \left(\frac{k_{w1,v}}{vk_{w1,1}} \right)^2, \quad (10.97)$$

unde:

$k_{w1,v}$ este factorul de înfășurare al armonicii v a statorului;

$k_{w1,1}$ — factorul de înfășurare al fundamentalei statorului.

Din relația (10.97) se observă că $\sigma_{d1,2}$ reprezintă coeficientul cu care trebuie înmulțită reactanța utilă a fundamentalei înfășurării statorului, respectiv rotorului, pentru a obține reactanța de scăpări diferențiale.

Valorile lui σ_d , calculate cu relația (10.97) sînt reprezentate pentru cîteva cazuri în figura 10.57. Pentru alte valori ale scurtării relative a pasului și diferiți q se folosesc curbele din figura 10.58.

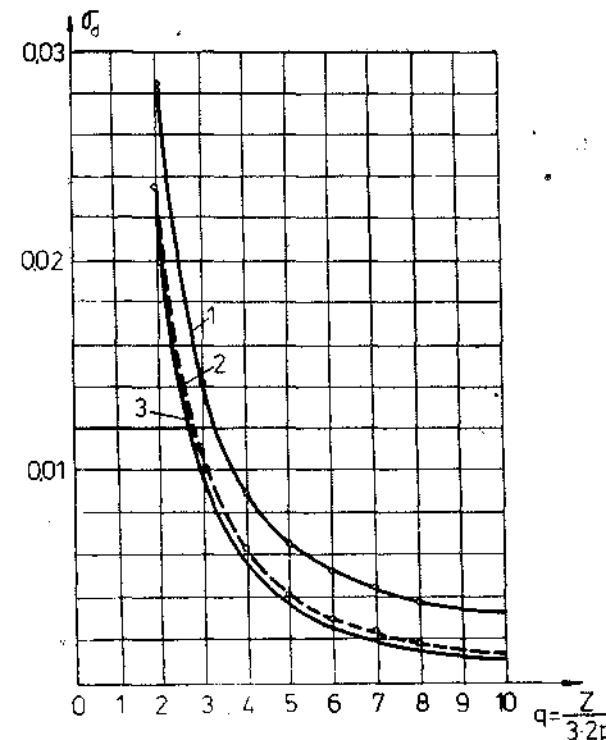


Fig. 10.57. Valorile lui σ_d pentru înfășurările trifazate în funcție de q :

1 — pentru $y = y_z$ (pas diametral); 2 — pentru $y = 5/6 \cdot y_z$; 3 — pentru înfășurarea în scurtcircuit (în colivie).

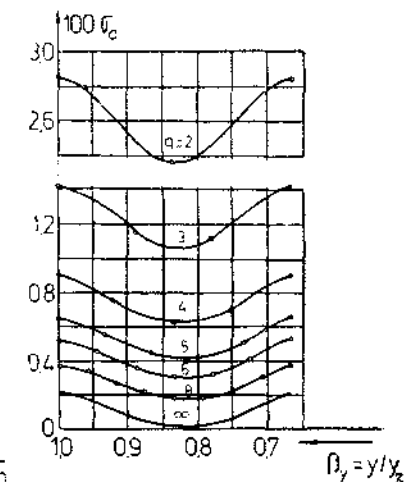


Fig. 10.58. Dependența lui $100 \sigma_d$ de q și de pasul relativ al înfășurării $\beta_y = y/y_z$, pentru înfășurarea trifazată.

Valorile lui $100 \sigma_d$ pentru stator sau pentru rotorul bobinat, cînd $q =$ număr întreg, pentru pasul diametral sau diferite scurtări în creștături ale pasului înfășurării, sînt indicate în tabelul 10.10.

Tabelul 10.10

Valorile lui $100 \sigma_d$ pentru $q =$ număr întreg

Scurtarea pasului în creștături	$q = \frac{Z}{3 \cdot 2p}$											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11—13	∞
0	9,7	2,85	1,41	0,89	0,65	0,52	0,44	0,39	0,35	0,31	0,30—0,29	0,215
1	9,7	2,35	1,15	0,74	0,53	0,45	0,37	0,33	0,32	0,26	0,28—0,28	
2		2,85	1,11	0,62	0,44	0,36	0,32	0,26	0,24	0,23	0,22—0,21	
3		2,70	1,41	0,69	0,43	0,30	0,29	0,23	0,22	0,20	0,21—0,20	
4			1,38	0,89	0,55	0,31	0,25	0,19	0,18	0,14	0,14—0,13	
5				0,86	0,65	0,42	0,31	0,21	0,16	0,12	0,11—0,10	
6					0,63	0,52	0,32	0,26	0,17	0,13	0,13—0,13	
7					0,60	0,52	0,40	0,32	0,22	0,16	0,16—0,15	
8						0,55	0,42	0,39	0,30	0,22	0,22—0,21	
9							0,44	0,44	0,37	0,28	0,25—0,24	
10								0,45	0,39	0,35	0,32—0,31	
11										0,36	0,33—0,32	

În tabelul 10.11 sînt indicate valorile lui $100 \sigma_d$, pentru înfășurarea statorului, când q = număr fracționar (mai folosită pentru mașinile sincrone) în funcție atât de scurtarea relativă a pasului cît și de construcția rotorului.

Tabelul 10.11

Valorile lui $100 \sigma_d$ pentru q = număr fracționar

q	$\beta_p = \frac{y}{y_\tau}$	$100 \sigma_d$ fără armonice joase	$100 \sigma_d$ cu armonice joase	q	$\beta_p = \frac{y}{y_\tau}$	$100 \sigma_d$ fără armonice joase	$100 \sigma_d$ cu armonice joase
$1 \frac{1}{10}$	0,909 0,609	9,4 10,6	—	$2 \frac{1}{4}$	0,890 0,740	2,0 2,1	3,2 3,1
$1 \frac{1}{8}$	0,887 0,592	8,8 10,4	—	$2 \frac{2}{7}$	0,874 0,730	2,0 2,1	3,1 3,0
$1 \frac{2}{5}$	0,952 0,714	6,3 6,9	7,5 7,3	$2 \frac{4}{13}$	0,867 0,723	2,0 2,1	3,0 3,0
$1 \frac{1}{2}$	0,890 0,667	4,5 5,9	4,7 6,0	$2 \frac{3}{8}$	0,983 0,842	2,3 2,2	2,8 2,6
$1 \frac{7}{11}$	0,815 0,612	3,6 4,1	4,5 4,8	$2 \frac{1}{2}$	0,933 0,800	1,7 1,7	1,8 1,8
$1 \frac{5}{7}$	0,972 0,778	3,9 3,5	5,7 5,0	$2 \frac{7}{11}$	0,885 0,760	1,7 1,8	2,0 2,0
$1 \frac{3}{4}$	0,953 0,760	3,5 3,4	5,4 4,9	$2 \frac{3}{4}$	0,969 0,850	1,5 1,3	2,3 2,0
$1 \frac{4}{5}$	0,926 0,742	3,3 3,4	5,2 4,9	$2 \frac{6}{7}$	0,933 0,817	1,4 1,3	2,3 2,1
$1 \frac{7}{8}$	0,890 0,712	3,0 3,4	5,1 5,1	$2 \frac{7}{8}$	0,928 0,812	1,4 1,5	2,3 2,3
$1 \frac{11}{13}$	0,903 0,723	3,0 3,3	5,0 5,0	$2 \frac{10}{13}$	0,964 0,842	1,5 1,4	2,4 2,2
$2 \frac{1}{11}$	0,958 0,798	2,8 2,7	4,4 3,0	$3 \frac{1}{2}$	0,950 0,857	1,1 0,83	—
$2 \frac{1}{5}$	0,910 0,758	2,1 2,2	3,4 3,3	—	—	—	—

Astfel, dacă rotorul este în scurtcircuit, atunci σ_{d1} se ia din coloana „fără armonice joase” ale cîmpului magnetic al statorului, deoarece se poate considera că ele sînt amortizate în înregime de curenții din colivie. Tot din această coloană se ia σ_{d1} și pentru înfășurarea statorului mașinilor sincrone cu înfășurare de amortizare în rotor.

Dacă rotorul este însă bobinat (sau la mașinile sincrone fără înfășurare de amortizare), atunci σ_{d1} (pentru q_1 = număr fracționar) se ia tot din tabelul 10.11 însă din coloana „cu armonice joase” ale cîmpului magnetic al statorului, acestea fiind amortizate în acest caz într-o măsură mult mai mică.

Dacă rotorul bobinat are q_2 = număr fracționar, atunci σ_{d2} se ia de asemenea din tabelul 10.11, din coloana „cu armonice joase”.

Dacă înfășurarea are q = număr fracționar și mai mare decît $3 \frac{1}{2}$, atunci se pot folosi curbele din figura 10.58 ținînd cont că pentru o anumită valoare a lui β_p , coeficientul σ_d variază învers proporțional cu q^2 .

Pentru rotorul în scurtcircuit (în colivie), σ_{d2} se ia din tabelul 10.12, în care prin q_2 se înțelege: $q_2 = \frac{Z_2}{3 \cdot 2p}$.

Tabelul 10.12

Valorile lui $100 \sigma_{d2}$ pentru înfășurarea în scurtcircuit (colivie)

$q_2 = \frac{Z_2}{3 \cdot 2p}$	1	2	$2 \frac{1}{3}$	$2 \frac{2}{3}$	3	$3 \frac{1}{3}$	$3 \frac{2}{3}$	4	> 4
$100 \sigma_{d2}$	9,7	2,29	1,68	1,28	1,02	0,82	0,68	0,57	$\frac{9,15}{q_2^2}$

Pentru mașinile sincrone, permeanța geometrică specifică diferențială depinde în principal și de forma constructivă a rotorului.

Astfel, pentru mașinile care au rotorul cu poli aparenti și cu rotorul în variantă combinată λ_{d1} , calculat cu relația (10.95), se micșorează prin înmulțire cu un coeficient $k_{\lambda d}$, datorită neuniformității întrefierului pe periferia rotorului.

Pentru mașinile normale cu $\alpha_p < 0,7$ și $\delta_{max}/\delta \geq 1,5$:

$$k_{\lambda d} = 0,8 \div 0,95. \quad (10.98)$$

Valorile mai mici se iau pentru mașinile cu rotorul în varianta combinată (a cărei construcție este indicată în figura 13.7 și în figura 14.6), iar mai mari pentru mașinile cu poli aparenti.

Pentru mașinile sincrone cu poli înecați de obicei $\lambda_{d1} \approx 0$, ceea ce ar corespunde lui $k_{\lambda d} < 0,8$.

C. Permeanța geometrică specifică a scăpărilor la capetele dinților

După cum se vede în figura 10.59, la mașinile de curent alternativ cu întrefier mare (mașinile sincrone) o parte a fluxului magnetic de scăpări se închide prin întrefier între capetele dinților vecini. În acest caz, aceste scăpări se pot adăuga pur și simplu la scăpările din creștături, ținînd seama de fenomenele dintre capetele dinților.

Permeanța geometrică specifică a scăpărilor prin capetele dinților se poate calcula cu relația:

$$\lambda_{21,2} = \frac{5 \frac{\delta k_{c2,1}}{a_r}}{5 + 4 \frac{\delta k_{c2,1}}{a_r}} \frac{3\beta_p + 1}{4}, \quad (10.99)$$

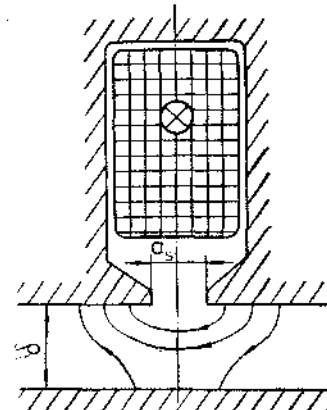


Fig. 10.59. Spectrul cîmpului magnetic de scăpări prin capetele dinților.

în care $k_{C2,1}$ este coeficientul lui Carter pentru rotor (2), respectiv pentru stator (1).

La mașinile cu *întrefier mic* (mașinile asincrone), scăpările de la dinte la dinte intră în scăpările diferențiale ale statorului și rotorului determinate cu relațiile (10.95) și (10.96), astfel că la determinarea reactanței de scăpări a mașinilor asincrone, în relația (10.80) trebuie considerat $\lambda_{21,2} = 0$.

ATENȚIE! Uneori, într-o aproximație grosieră, pentru mașinile asincrone se poate considera că termenii ($\lambda_{a1,2} + \lambda_{r1,2}$) din relația (10.80) reprezintă suma dintre scăpările diferențiale pentru cazul în care $q_{1,2} = \infty$ și scăpările la capetele dinților.

În acest caz, permeanța geometrică specifică a scăpărilor diferențiale pentru stator λ_{a1} sau pentru rotorul bobinat λ_{a2} se determină tot cu relațiile (10.95) respectiv (10.96), în care însă se ia $\sigma_{a1} = \sigma_{a2} = 0,00215$, rezultat din tabelul 10.10, pentru $q_{1,2} = \infty$ și pas diametral ($y_\tau - y_1 = 0$).

Permeanța specifică a scăpărilor prin capetele dinților pentru stator (1) și pentru rotorul bobinat (2) se determină în acest caz cu relația:

$$\lambda_{21,2} = \frac{[l_{2,1} - 0,75(a_r + a_s)]^2}{6l_{2,1}\delta} \cdot \frac{3\beta_y + 1}{4} \quad (10.100)$$

în care $\beta_y = y_1/y_\tau$ este pasul relativ al înfășurării (v. și rel. 10.15). Prin y_1 se înțelege, deci pasul principal al înfășurării statorului sau rotorului bobinat.

Pentru înfășurările în colivie (în scurtcircuit) din rotor, se ține seama numai de permeanța geometrică specifică a scăpărilor la capetele dinților λ_{r2} , determinată cu relația (10.100); în relația (10.80), se ia, pentru rotorul în scurtcircuit $\lambda_{a2} = 0$, deoarece în acest caz $q_2 = \infty$, nu are sens.

Pentru înfășurările cu pas diametral și în colivie se ia $\beta_y = 1$.

Cum s-a menționat, această metodă este mai puțin exactă decât cea inițială în care, pentru mașinile asincrone, termenii ($\lambda_{a1,2} + \lambda_{r1,2}$) din relația (10.80) se includeau numai în $\lambda_{a1,2}$ determinat pentru $q_{1,2}$ real.

D. Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în părțile frontale

Liniiile cîmpului magnetic de scăpări în părțile frontale au un aspect foarte complicat. În figura 10.60 a se prezintă de exemplu aspectul liniilor de cîmp magnetic (cu linie plină) și liniile echipotențiale (cu linie întreruptă) în părțile frontale ale unei faze a înfășurării într-un strat cu capetele așezate în două etaje, fiecare etaj fiind constituit din grupe de „q” bobine (schema este indicată în fig. 10.30, iar vederea părților frontale în fig. 10.31), iar în figura 10.60, b, spectrul pentru înfășurarea cu capetele în trei etaje, fiecare etaj fiind constituit din grupe de $q/2$ bobine (schema din fig. 10.33 și vederea din fig. 10.34).

În figura 10.61 se prezintă spectrul cîmpului magnetic de scăpări în părțile frontale ale înfășurării unei mașini sincrone cu bandajul capetelor frontale ale rotorului din material feromagnetic.

Cum se vede, spectrul cîmpului magnetic de scăpări în părțile frontale depinde de tipul înfășurării, de unghiul de înclinare a părților frontale, de piesele feromagnetice din vecinătatea capetelor frontale, de înălțuirea mutuală între capetele diferitelor faze, de pasul înfășurării și de mulți alți fac-

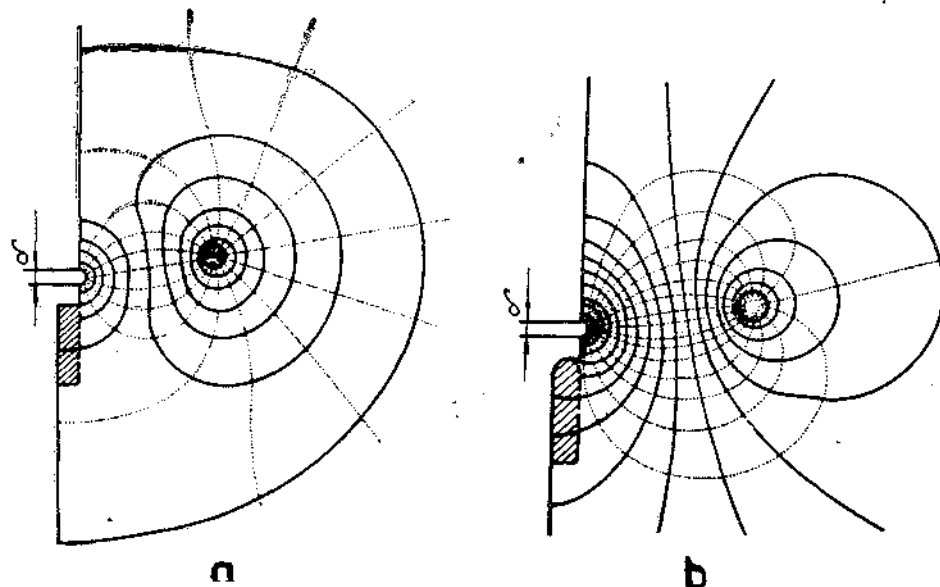


Fig. 10.60. Spectrul liniilor de cîmp magnetic (—) și liniilor echipotențiale (- - -) în părțile frontale ale bobinelor unei faze (înfășurare cu bobine moi):

a — o grupă de bobine are q bobine; b — o grupă de bobine are q/2 bobine.

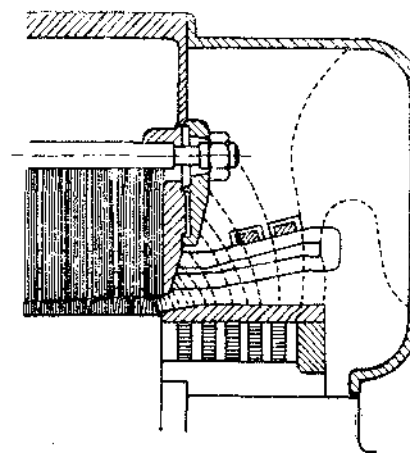


Fig. 10.61. Spectrul cîmpului magnetic de scăpări în părțile frontale ale înfășurării unei mașini sincrone cu bandajul rotorului din material feromagnetic.

tori. De aceea, calculul reactanțelor de scăpări în părțile frontale se face cu relații bazate, în mare parte pe deducții experimentale.

În acest sens, pentru permeanța geometrică specifică a scăpărilor în părțile frontale ale înfășurărilor se pot utiliza următoarele relații:

a) Pentru înfășurările statorului mașinii asincrone și sincrone (1) și rotorul bobinat al mașinii asincrone (2):

— într-un strat cu capetele în două etaje:

$$\lambda_{r1,2} = 0,67 \frac{q_{1,2}}{l_1} (l_{r1,2} - 0,64\tau); \quad (10.101)$$

— într-un strat cu capetele în trei etaje :

$$\lambda_{f1,2} = 0,47 \frac{q_{1,2}}{l_i} (l_{f1,2} - 0,64\tau); \quad (10.102)$$

— în două straturi cu bobine ordulate sau buclate, într-un strat în lanț și într-un strat cu capetele grupelor de q bobine de aceeași formă (fig. 10.35 și fig. 10.36) :

$$\lambda_{f1,2} = 0,34 \frac{q_{1,2}}{l_i} (l_{f1,2} - 0,64\beta_v\tau), \quad (10.103)$$

în care $l_{f1,2}$ este lungimea medie a părții frontale a bobinei, determinată conform indicațiilor de la paragraful 10.8.1, în cm.

Celelalte mărimi (τ și l_i) se introduc în cm.

b) Pentru înfășurările rotoarelor în scurtcircuit (în colivie) :

— cu inelul de scurtcircuitare apropiat de miezul feromagnetic (fig. 10.50, a) :

$$\lambda_{f2} = \frac{2,3D_i}{Z_s l_i \Delta^2} \cdot \log \frac{4,7D_i}{a+2b}; \quad (10.104)$$

— cu inelul de scurtcircuitare depărtat de miezul feromagnetic (fig. 10.50, b) :

$$\lambda_{f2} = \frac{2,3D_i}{Z_s l_i \Delta^2} \cdot \log \frac{4,7D_i}{2(a+b)}, \quad (10.104, a)$$

în care :

$$\Delta = 2 \sin \left(\frac{\pi p}{Z_s} \right) \quad (\text{v. și rel. 10.54});$$

D_i — diametrul mediu al inelului de scurtcircuitare, în cm;
 l_i , a și b — se introduc în cm.

Reactanța utilă.

Reactanța utilă sau de magnetizare, care este o reactanță ciclică, a înfășurării statorului X_m , se determină cu ajutorul schemei echivalente a mașinii asincrone, cu circuitul de magnetizare scos la borne, indicată în figura 10.62, a.

După cum se vede, valoarea reactanței utile, dacă se neglijează rezistența statorului R_1 , poate fi determinată cu relația :

$$X_m \approx \frac{U_1 - I_\mu X_{\sigma 1}}{I_\mu} \quad [\Omega]. \quad (10.105)$$

Relația este convenabilă și destul de exactă pentru proiectare.

De asemenea se pot utiliza și relații în funcție de datele constructive ale mașinii [12], [20], [25].

Rezumat cu privire la calculul reactanțelor

1) După metoda mai precisă, reactanța de scăpări a înfășurării statorului mașinii asincrone (1) sau a înfășurării rotorului bobinat al mașinii asincrone (2) se determină cu relația (10.79) sau (10.79, a) în care :

$$\Sigma \lambda_{1,2} = \lambda_{c1,2} + \lambda_{d1,2} + \lambda_{f1,2}. \quad (10.106)$$

unde λ_{d1} și λ_{d2} se determină cu relațiile (10.95) respectiv (10.96) pentru valorile reale ale lui q_1 sau q_2 .

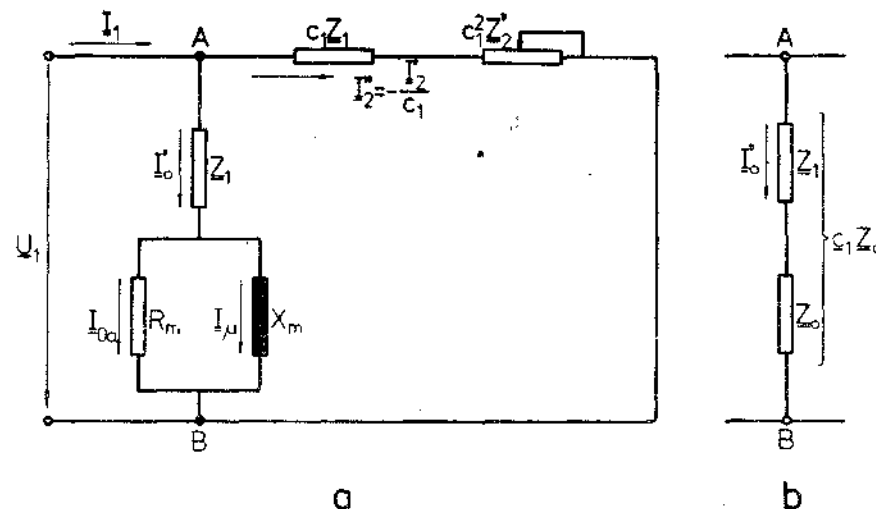


Fig. 10.62. Schema echivalentă pe fază a mașinii asincrone cu circuitul de magnetizare scos la borne :

a — elementele R_m și X_m ale impedanței de magnetizare sînt în paralel; b — elementele R_0 și X_0 sînt în serie.

Pentru înfășurarea rotorului în scurtcircuit, reactanța de scăpări este dată de relația (10.81, a), în cazul $\Sigma \lambda_2$ se ia cel calculat cu relația (10.106) însă pentru înfășurarea în colivie.

În cadrul acestei metode, scăpările prin capetele dinților intră în scăpările diferențiale ale statorului sau rotorului și de aceea în relația (10.106) nu se mai ia și $\lambda_{z1,2}$.

2) După o altă metodă, mai puțin precisă decît prima, reactanța de scăpări a înfășurării statorului mașinii asincrone (1) sau a înfășurării rotorului bobinat (2) se determină tot cu relația (10.79) sau (10.79, a), în care $\Sigma \lambda_{1,2}$ se ia conform relației (10.80) cu următoarele precizări :

— permeanța geometrică specifică a scăpărilor diferențiale $\lambda_{d1,2}$ se calculează cu relațiile (10.95), respectiv (10.96), însă cu $\sigma_{d1} = \sigma_{d2} = 0,00215$, corespunzător lui $q_{1,2} = \infty$;

— permeanța geometrică specifică a scăpărilor prin capetele dinților $\lambda_{z1,2}$ se calculează cu relația (10.100);

— permeanțele geometrice specifice $\lambda_{c1,2}$ și $\lambda_{f1,2}$ sînt identice cu cele de la prima metodă.

Pentru rotorul în scurtcircuit (cu înfășurarea în colivie), reactanța de scăpări se determină, conform acestei metode mai puțin precise, cu relația (10.81) sau (10.81, a), în care :

$$\Sigma \lambda_2 = \lambda_{c2} + \lambda_{z2} + \lambda_{f2}, \quad (10.107)$$

unde λ_{z2} se calculează cu relația (10.100) pentru $\beta_v = 1$, iar λ_{c2} și λ_{f2} sînt identice cu cele de la prima metodă, evident calculate pentru înfășurarea în colivie (deoarece $\lambda_{d2} = 0$, întrucît $q_2 = \infty$ la rotorul în scurtcircuit, nu are sens).

3) Reactanța de scăpări a înfășurării statorului mașinii sincrone se determină cu relația (10.79) sau (10.79, a) cu indicele 1, în care $\Sigma \lambda_1$ se ia conform relației (10.80), unde :

— λ_{d1} se calculează cu relația (10.95, a) pentru q_1 real;

— λ_{z1} se calculează cu relația (10.99);
 — λ_{c1} și λ_{f1} se calculează ca și pentru statorul mașinii asincrone (v. punctele A și D ale acestui paragraf).

4) Reactanța ciclică utilă sau de magnetizare se calculează cu relația (10.105) și corespunde cazului când cele două ramuri ale impedanței de magnetizare R_m și X_m sînt în paralel (fig. 10.62, a). Valoarea lui X_m astfel obținută ia în considerație și influența saturației magnetice, prin I_μ .

10.8.4. DETERMINAREA PARAMETRILOR ROTORULUI MAȘINII ASINCRONE CU INFLUENȚA REFULĂRII CURENTULUI

Cum s-a menționat (v. paragraful 10.6.1 B), din punct de vedere constructiv, colivile în scurtcircuit pot fi de trei tipuri: *normale*, cu *bare înalte* și *dublă colivie*.

Deoarece sînt cel mai frecvent utilizate, se vor folosi pentru aceste trei tipuri de colivii denumirea de *colivii obișnuite*. Delimitarea dintre colivia normală cu bare dreptunghiulare și cea cu bare înalte, este făcută de valoarea raportului h/b dintre înălțimea și lățimea barei (la colivia normală, de regulă $h/b < 3 \div 4$).

În afară de coliviile obișnuite, în scopul obținerii anumitor avantaje asupra caracteristicilor de pornire sau de funcționare se mai folosesc colivii cu diferite forme de creștături sau bare pentru care, în lucrare se va folosi denumirea de *colivii speciale*.

A. Rotorul cu colivii obișnuite

Mașina cu bare înalte și cu colivie dublă are la baza funcționării ei, în timpul pornirii, utilizarea fenomenului de refulare a curentului din bară, datorită căruia, la frecvențe mari ale curentului, repartitia densității de curent pe înălțimea h a barei nu este uniformă (fig. 10.63). Acest lucru face ca, în timpul pornirii, (cînd frecvența din rotor este mare) parametrii înfășurării rotorului să se modifice față de valoarea lor din timpul funcționării mașinii în regim nominal (cînd frecvența este mică în rotor).

Pentru a aprecia cum se vor modifica acești parametri, se va considera că datorită refulării curentului partea inferioară a barei nu există, obținînd situația reprezentată în figura 10.64. Se obține deci un conductor echivalent cu o înălțime mai mică. Din acest motiv, pe porțiunea din creștătură, rezistența rotorului crește datorită refulării curentului, de k_r ori ($k_r > 1$), iar reactanța de scăpări în creștătură a rotorului scade datorită refulării curentului, de k_x ori ($k_x < 1$).

Cînd motorul se accelerează, frecvența din rotor scade, iar la regimul normal de funcționare ajunge la valoarea de $1 \div 3$ Hz, scăzînd odată cu ea și fenomenul de refulare a curentului, astfel încît, la frecvențe mici, acest fenomen se poate neglija.

În funcție de influența fenomenului de refulare, asupra parametrilor rotorului, practic, intervalul de pornire a motorului asincron se poate împărți în două etape:

— *etapa de pornire* pentru valori ale alunecării s cuprinde între 1 (momentul pornirii) și alunecarea s_m corespunzătoare valorii maxime a cuplului

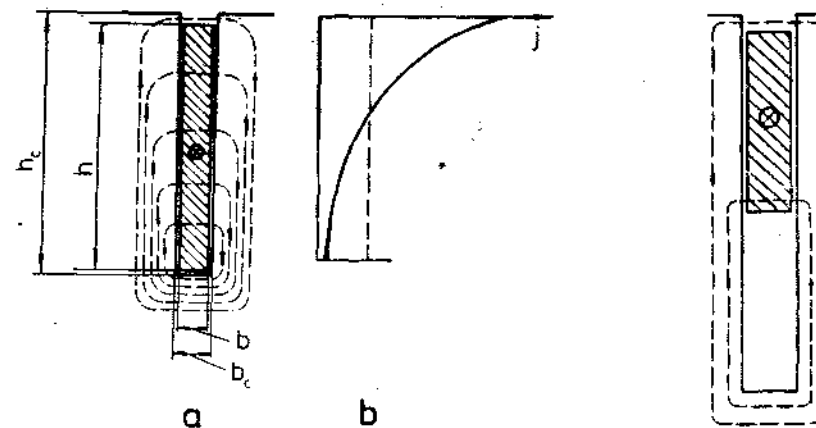


Fig. 10.63. Fenomenul de refulare a curentului din barele înalte ale coliviei:

a — conductorul în creștătură și spectrul cîmpului magnetic de scăpări în creștătură; b — curba de repartitie a densității de curent în bară.

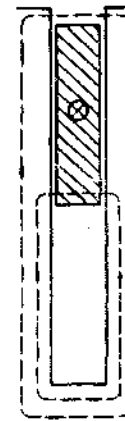


Fig. 10.64. Aprecieria efectului de refulare a curentului în barele înalte.

produs de motor (fără aceasta), cînd parametrii rotorului sînt afectați de refularea curentului fiind notați cu $R_2(\xi)$ și $X_{\sigma 2}(\xi)$;

— *etapa de funcționare* pentru alunecări s egale și mai mici decît s_m , cînd parametrii rotorului nu mai sînt practic afectați de refularea curentului și care s-au notat cu R_2 și $X_{\sigma 2}$.

Se știe că ponderea cea mai mare a influenței refulării curentului din bară este în zona din creștătură a barei, adică pe lungimea l_{Fe} a pachetelor de fier ale rotorului unde cîmpul magnetic de scăpări este mare, deoarece se închide prin fierul dinților și jugului magnetic, pe porțiunile din canalele radiale de ventilație și frontală ale barei, influența refulării curentului fiind neglijabilă, deoarece cîmpul magnetic este mic, liniile de cîmp închizîndu-se prin aer.

Pe baza acestei precizări și ținînd cont de expresiile parametrilor fără refulare, date de relația (10.78) pentru R_2 și relațiile (10.81) sau (10.81, a) pentru $X_{\sigma 2}$, rezultă, pentru parametrii cu influența refulării curentului, următoarele expresii:

$$R_2(\xi) = k_R R_2 + \frac{R_2}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)} \quad (10.108)$$

pentru rezistență și:

$$X_{\sigma 2}(\xi) = 2\pi f_1 \mu_0 l_i \Sigma \lambda_2(\xi), \quad (10.109)$$

sau:

$$X_{\sigma 2}(\xi) = 7,9 f_1 l_i \cdot 10^{-8} \Sigma \lambda_2(\xi) \quad (10.109, a)$$

pentru reactanța de scăpări, în care, în conformitate cu relația (10.106):

$$\Sigma \lambda_2(\xi) = k_X \lambda'_{c2} + \lambda''_{c2} + \lambda_{a2} + \lambda_{f2}, \quad (10.110)$$

unde :

λ'_{c2} este permeanța geometrică specifică a fluxului de scăpări în creștătură numai pe porțiunea ocupată efectiv de conductor (bară);

λ''_{c2} — permeanța geometrică specifică a fluxului de scăpări în creștătură pentru celelalte porțiuni ale creștăturii (istm, pară), neocupate de conductor (bară);

$\lambda_{d2}, \lambda_{f2}$ — au aceleași semnificații ca în relația (10.106).

Dacă în calculul reactanței de scăpări, după metoda aproximativă, se folosește $\Sigma\lambda_2$ dat de relația (10.107), atunci :

$$\Sigma\lambda_2(\xi) = k_X \lambda'_{c2} + \lambda''_{c2} + \lambda_{d2} + \lambda_{f2}, \quad (10.110, a)$$

în care λ'_{c2} și λ''_{c2} au aceleași semnificații ca mai sus.

În expresiile permeanței geometrice specifice de scăpări în creștătură, pentru rotorul în scurtcircuit, date de relațiile (10.87), (10.88), (10.90), (10.91), (10.91, a) și (10.93), λ'_{c2} este chiar partea închisă în paranteze rotunde sau în paranteze pătrate (rel. 10.88 și 10.93).

Coefficienții echivalenți, de majorare a rezistenței barei rotorului k_R și de micșorare a reactanței de scăpări k_X , datorită refulării curentului din bară, sînt :

$$k_R = k_r \frac{l_{Fe}}{L_b} + \frac{L_b - l_{Fe}}{L_b} \quad (10.111)$$

și :

$$k_X = k_x \frac{l_{Fe}}{l_i} + \frac{l_i - l_{Fe}}{l_i} \quad (10.111, a)$$

în care :

l_{Fe} este lungimea totală a pachetelor de fier (rel. 10.24, a sau 10.24, b).

Pentru miezul compact (fără canale radiale) $l_{Fe} = l_g$;

l_i — lungimea ideală a mașinii (v. paragraful 10.2.2 B);

L_b — lungimea totală a barei rotorului (între inelele de scurtcircuitare);

k_r — coeficientul de majorare a rezistenței barei, pe porțiunea din creștătură, datorită refulării curentului;

k_x — coeficientul de micșorare a reactanței barei, pe porțiunea din creștătură, datorită refulării curentului.

Din relațiile (10.111) și (10.111, a), se observă că pentru mașinile cu miezurile compacte (fără canale radiale de ventilație) și cu colivie avînd inelele de scurtcircuitare lipite de miez (turnate), cînd $L_b = l_{Fe} = l_i$, se obțin $k_R = k_r$ și $k_X = k_x$.

Coefficienții k_r și k_x , se pot calcula cu relațiile :

$$k_r = \xi \frac{\text{sh } 2\xi + \sin 2\xi}{\text{ch } 2\xi - \cos 2\xi} \quad (10.112)$$

$$k_x = \frac{3}{2\xi} \frac{\text{sh } 2\xi - \sin 2\xi}{\text{ch } 2\xi - \cos 2\xi} \quad (10.112, a)$$

sau se pot lua, în funcție de ξ , din curbele indicate în figura 10.65.

Mărimea ξ nu are dimensiuni și se calculează cu relația : (v. și rel. 20.29, c și d) :

$$\xi = \alpha h, \quad (10.113)$$

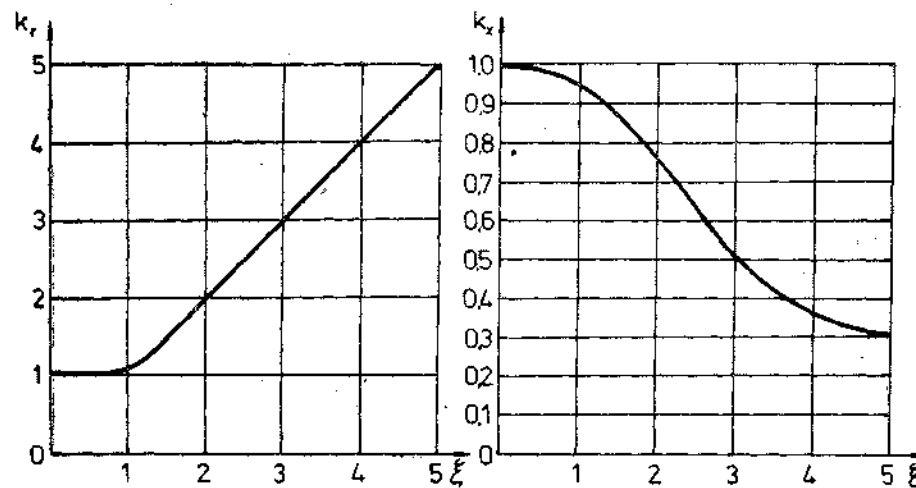


Fig. 10.65. Curbele coeficienților k_r (a) și k_x (b) pentru barele dreptunghiulare, în funcție de ξ .

unde :

$$\alpha = \sqrt{\frac{b_{cond}}{b_c} \frac{\mu_0 G_2}{2\rho}} \quad [\text{cm}^{-1}]; \quad (10.113)$$

h — înălțimea barei, în cm și anume :

— pentru creștăturile dreptunghiulare și trapezoidale :

$$h = h_{bară};$$

— pentru creștăturile ovale (fig. 10.53, b) :

$$h = 0,1b' + h_1 + \frac{b}{2};$$

— pentru creștăturile rotunde (fig. 10.53, a) :

h = diametrul barei (b este diametrul creștăturii).

Deoarece pentru o anumită pulsație ω_2 și un anumit material cu rezistivitatea ρ , mărimea ξ este direct proporțională cu h , aceasta se mai numește și înălțimea redusă a barei (sau conductorului).

Dacă în relațiile (10.113) se fac înlocuirile :

$$\omega_2 = \omega_1 s = 2\pi f_1 s \quad (s \text{ este alunecarea});$$

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-9} \quad \text{H/cm};$$

$$\rho_{Cu115^\circ} = 2,46 \cdot 10^{-6} \quad \Omega\text{cm, pentru cupru};$$

$$\rho_{Al115^\circ} = 4,22 \cdot 10^{-6} \quad \Omega\text{cm, pentru aluminiu},$$

atunci la $f_1 = 50 \text{ Hz}$, se obțin :

— pentru coliviile sudate care au $\frac{b_{cond}}{b_c} \approx 0,94$ (lățimea b_c a creștăturii, se obține adăugînd la b_{cond} un joc de circa 0,3 mm) :

$$\alpha_{Cu} = 0,865 \sqrt{s} \quad [\text{cm}^{-1}]; \quad (10.113, a)$$

$$\alpha_{Al} = 0,665 \sqrt{s} \quad [\text{cm}^{-1}];$$

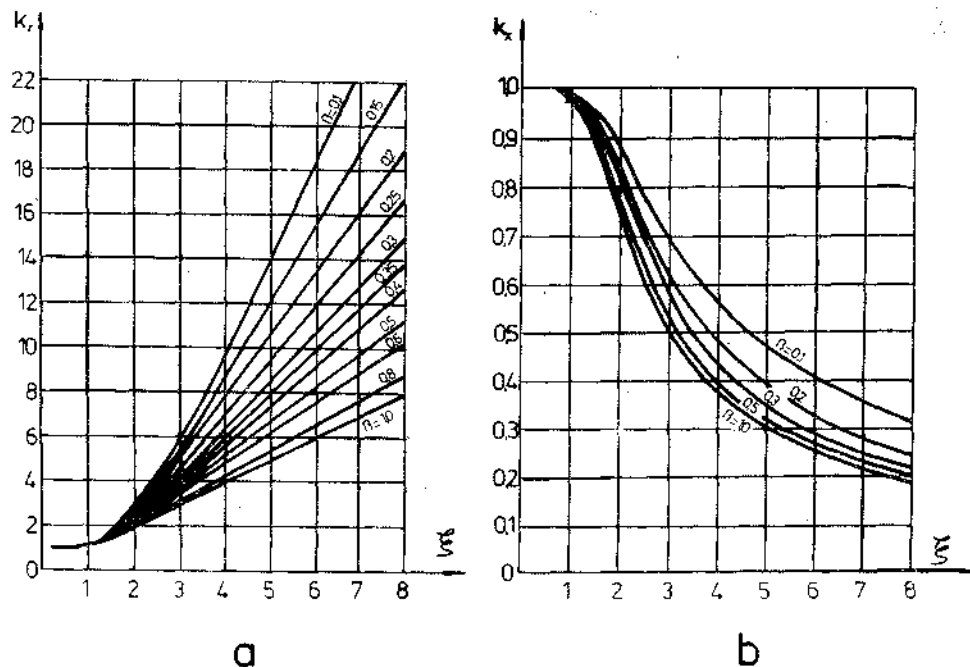


Fig. 10.66. Curbele coeficientului k_r (a) și k_x (b) pentru barele trapezoidale, în funcție de ξ și $\beta = b_1/b_2$.

— pentru colivii turnate din aluminiu care au $\frac{b_{cana}}{b_c} = 1$:

$$\alpha_{A1} = 0,685 \sqrt{s} \text{ [cm}^{-1}\text{]}. \quad (10.113, b)$$

O simplificare a relațiilor (10.112) și (10.112, a) se obține când $\xi > 2$, situație întâlnită, de regulă, la pornire când $s = 1$.

În acest caz, $\text{sh } 2\xi \approx \text{ch } 2\xi$ și mult mai mari ca $\sin 2\xi$ și $\cos 2\xi$, așa că se poate admite,

$$\begin{aligned} k_r &\approx \xi, \\ k_x &\approx \frac{3}{2\xi}, \end{aligned} \quad (10.114)$$

ceea ce se verifică și pe curbele din figura 10.65.

Pentru colivii cu bare trapezoidale (fig. 10.55), valorile coeficienților k_r și k_x în funcție de ξ și de raportul laturilor barei $\beta = b_1/b_2$ sînt indicate în figura 10.66.

Se remarcă faptul că pentru anumite valori ale înălțimii h a barei, pentru care $\xi > 1$ și anume $h > 1,2$ cm, pentru cupru și $h > 1,5$ cm pentru aluminiu, influența refulării curentului din bară la pornire (mai ales pentru $s = 1$) trebuie considerată și la colivii normale.

Parametrii coliviei duble și influența refulării curentului asupra lor se determină odată cu calculul caracteristicilor acestor mașini (v. paragraful 10.10.2).

OBSERVAȚII.

1) Examinînd curbele din figura 10.66 se observă că pentru $\beta = 1,0$ curbele se suprapun cu cele din figura 10.65, ceea ce era de așteptat.

2) O parte din literatura de specialitate, utilizează în relațiile (10.108) sau (10.110) în loc de k_r și k_x , direct pe k_r și k_x , ceea ce, mai ales în cazul mașinilor cu multe canale radiale de ventilație, conduce la unele aproximații de calcul al caracteristicilor mașinii.

B. Rotorul cu colivii speciale

1) **Bare înalte cu dimensiuni radiale micșorate.** În scopul reducerii dimensiunii radiale r a creștăturilor pentru bare înalte se pot folosi variantele indicate în figura 10.67, b, c și d, care la aceeași înălțime h a barei și la aceeași lățime $b \approx b_c$ dau aproximativ același k_r și k_x ([25], vol. IV) ca și bara dispusă în creștături radiale (fig. 10.67, a).

2) **Bara subdivizată** ([25], vol. IV). Un dezavantaj al rotorului simplu cu bare înalte este adîncimea mare a creștăturii, evident în scopul obținerii unui coeficient de majorare a rezistenței k_r mare. Prin aceasta însă crește reactanța creștăturii rotorului în regimul nominal înrăutățindu-se și factorul de putere. Pe de altă parte, o refulare puternică înseamnă, la pornire și o micșorare a curentului de pornire, fapt care constituie de asemenea un dezavantaj. De aceea, în scopul creșterii coeficientului de majorare a rezistenței și deci al cuplului de pornire, concomitent cu reducerea reacției puternice a curenților turbionari adică cu o scădere mult mai mică a reactanței creștăturii, bara înaltă poate fi divizată pe înălțime în $m = 2, 3$ sau 4 conductoare elementare, care însă trebuie transpuse. Cum se știe, transpunerea are drept efect micșorarea refulării; totuși în cazul de față, conductoarele elementare sînt încă atît de înalte, încît în ele apare o puternică refulare de curent.

Dacă nu s-ar efectua transpunerea, atunci bara s-ar comporta ca și cum ar fi fost divizată. În figura 10.68 sînt indicate diferitele moduri de realizare al transpozițiilor: normale ca în figura 10.68, a, sau, pur și simplu, o înfășurare din bare obișnuite, în două straturi cu pas diametral, scurtcircuitată la un capăt cu un inel ca în figura 10.68, b, obținîndu-se o *transpunere naturală*, deoarece bara în creștătură se comportă ca două fire în paralel dar care ocupă poziții diferite în creștătură (la ducere I în stratul superior, iar la întoarcere I'', în stratul inferior).

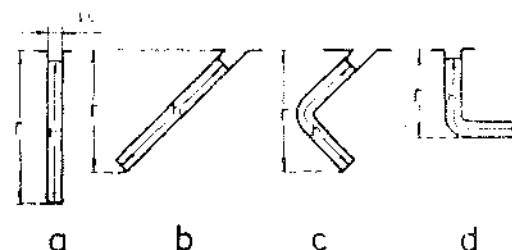


Fig. 10.67. Variante ale barei înalte cu aproximativ aceleași valori ale coeficienților k_r și k_x : a — bară înaltă obișnuită; b, c și d — bare înalte cu dimensiuni radiale micșorate.

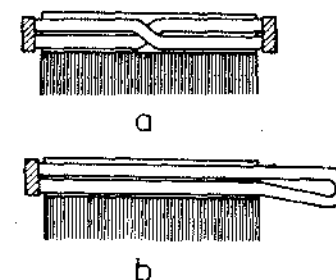


Fig. 10.68. Realizarea transpozițiilor la barele subdivizate: a — transpoziție obișnuită; b — înfășurare în bare, în două straturi, cu un inel de scurtcircuitare

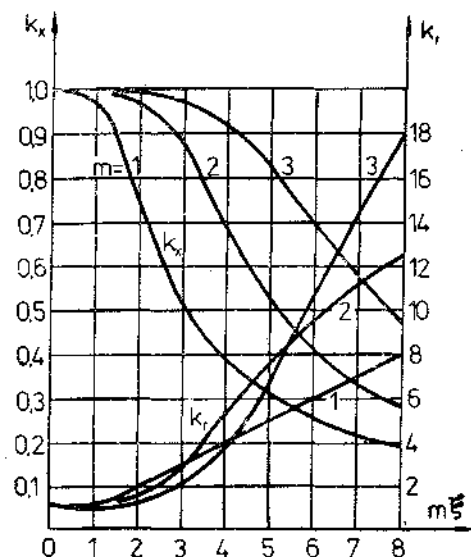
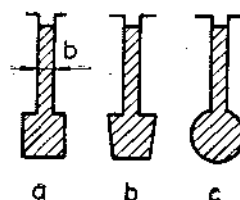


Fig. 10.69. Curbele coeficienților k_r și k_x pentru bara înaltă subdivizată.

Fig. 10.70. Bare înalte cu bază îngroșată.



În figura 10.69 sînt reprezentate curbele coeficienților k_r și k_x în cazul barei subdivizate în $m = 1, 2$ și 3 conductoare elementare, în funcție de produsul $m\xi = m\pi h$, în care h este înălțimea unui conductor elementar. Cu valorile obținute din curbe pentru k_r și k_x , se calculează cu relațiile (10.111) și (10.111, a), coeficienții echivalenți k_R și k_X , cu ajutorul cărora rezultă rezistența și reactanța pe fază, cu influența refulării curentului, date de relațiile (10.108) și (10.109). În relația (10.108), prin R_b se înțelege rezistența întregii bare din creștătură, ca și cînd nu ar fi divizată (pentru secțiunea totală a celor m bare elementare).

OBSERVAȚII.

- 1) Din figura 10.69 se observă că pentru $m = 1$, curbele sînt similare cu cele din figura 10.65, corespunzătoare barei nedivizate.
- 2) Pentru $m\xi > 3,15$, curba lui $k_r(m = 2)$, trece deasupra lui $k_r(m = 1)$, iar pentru $m\xi > 5,55$, curba $k_r(m = 3)$ este deasupra celorlalte.
- 3) Cu cît m este mai mare cu atît k_x scade mai puțin.

3) **Bara cu bază îngroșată.** Rezultate mai bune în ceea ce privesc caracteristicile, de pornire și funcționare, se obțin în cazul barelor avînd secțiunea îngroșată la baza creștăturii (fig. 10.70).

Deoarece la pornire, la bara dreptunghiulară (fig. 10.67, a), curentul este refulat spre deschizătura creștăturii, se poate presupune dinainte că pentru conductoarele cu bază îngroșată (fig. 10.70), factorul de majorare a rezistenței k , nu va fi esențial diferit de cel al unor bare dreptunghiulare echivalente, avînd aceeași lățime b_s a conductorului și aceeași lățime b_c a creștăturii ca în partea superioară, însă avînd înălțimea h corespunzătoare aceleiași secțiuni totale ca a conductorului real.

Pe lîngă micșorarea adîncimii creștăturii, avantajul îngroșării barei în partea inferioară, față de bara dreptunghiulară echivalentă, constă și în micșorarea reactanței de scăpări prin micșorarea de fapt a permeanței specifice a creștăturii λ'_c (v. rel. 10.118).

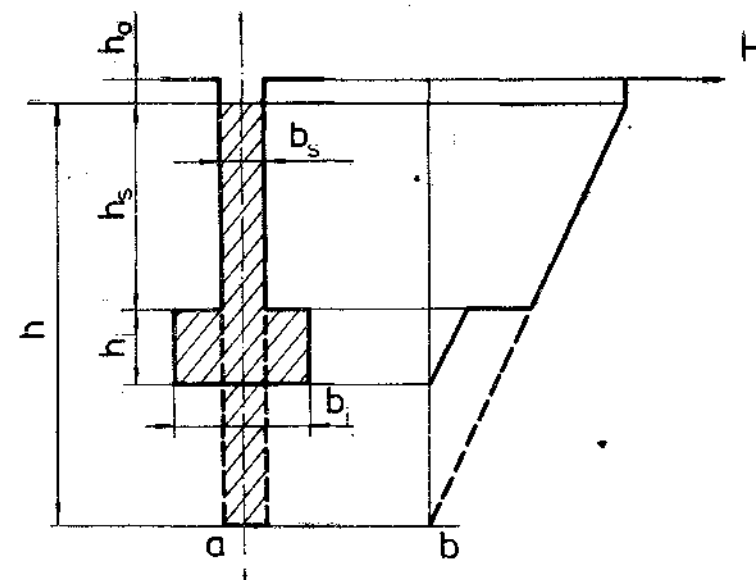


Fig. 10.71. Bara reală cu bază îngroșată și bara dreptunghiulară echivalentă (a) și variația intensității cîmpului magnetic H cu înălțimea barei (b).

În figura 10.71 este reprezentată cu linie plină bara reală și cu linie punctată bara dreptunghiulară echivalentă, a cărei înălțime h se obține din secțiunea s_b a barei și anume:

$$h = \frac{s_b}{b_s} [\text{cm}]. \quad (10.115)$$

Pentru simplificare, în cele ce urmează se consideră că lățimile conductorului atît în partea superioară b_s , cît și în cea inferioară b_i sînt aproximativ egale și cu lățimile creștăturilor, așa cum este cazul cel mai utilizat al coliviei obținute prin turnare. Dacă se folosește într-o colivie sudată cu bare profilate obținute prin tragere, atunci numai în relațiile permeanțelor specifice se va lucra cu lățimile creștăturii b_{cs} în partea superioară (în locul lui b_s) și b_{ci} în partea inferioară (în locul lui b_i); celelalte relații menționate mai jos pentru h , u și v vor folosi dimensiunile $b_{s,i}$ și $h_{s,i}$ ale barei.

Pentru compararea modului de comportare a celor două bare (reală și echivalentă), se vor folosi următoarele notații (v. și fig. 10.71):

$$u = \frac{b_i}{b_s}; \quad v = \frac{h_i}{h}; \quad (10.116)$$

λ'_c — permeanța geometrică specifică a porțiunii din creștătură ocupată de bara reală;

$\lambda'_{cs} = \frac{h}{3b_s}$ — permeanța geometrică specifică a porțiunii din creștătură ocupată de bara echivalentă.

Pe baza acestor notații rezultă relațiile:

$$b_i = ub_s; \quad h_i = vh \quad (10.116, a)$$

și

$$hb_s = h_i b_i + h_i b_s \text{ sau } h_s = (1 - uv)h. \quad (10.116, b)$$

Semnul (') la permeanțele geometrice specifice indică faptul că ele sînt componentele permeanței creștăturii afectate cel mai mult de fenomenul de refulare (v. și rel. 10.110 și 10.110, a), permeanțele geometrice totale ale creștăturilor, fără refulare, fiind :

$$\lambda_c = \lambda'_c + \lambda''_c \quad \text{— pentru bara reală,} \quad (10.117)$$

$$\lambda_{ce} = \lambda'_{ce} + \lambda''_{ce} \quad \text{— pentru bara echivalentă,} \quad (10.117, a)$$

unde :

$\lambda''_c = \frac{h_0}{b_0}$ este permeanța geometrică specifică a istmului creștăturii (în cazul din figura 10.71, $b_0 = b_{ce}$).

Dacă se au în vedere ipotezele simplificatoare de calcul ale permeanțelor creștăturii ($\mu_r = \infty$ și deci liniile cîmpului magnetic de scăpări sînt perpendiculare pe pereții creștăturii, rezultînd o repartitie a cîmpului H pe înălțimea creștăturii indicată în figura 10.71, b), pentru bara reală se obține ([25], vol. IV) :

$$\lambda'_c = \int_0^{h_1} \frac{b_c x^2}{(b_1 h_1 + b_s h_s)^2} dx + \int_0^{h_2} \frac{(b_1 h_1 + b_s x)^2}{(b_1 h_1 + b_s h_s)^2 b_s} dx.$$

Ținînd cont de relațiile (10.116, a și b), după calcularea integralelor rezultă :

$$\lambda'_c = \frac{h}{3b_s} (1 + uv^3 - u^3 v^3) \quad (10.118)$$

și raportul

$$\frac{\lambda'_c}{\lambda'_{ce}} = 1 - uv^3(u^2 - 1). \quad (10.118, a)$$

Se evidențiază astfel analitic faptul menționat ca avantaj, că odată cu creșterea lui u , raportul permeanțelor geometrice specifice (la funcționarea mașinii unde $s = s_N$) scade rapid și că acest raport este independent de înălțimea h a barei dreptunghiulare echivalentă (cu aceeași secțiune transversală ca a barei reale).

În figura 10.72, a și b, variația acestui raport, conform relației (10.118, a) este reprezentată prin linii întrerupte cu puncte (— · — · —) în funcție de produsul uv , pentru două cazuri, cele mai uzuale : $v = 1/4$ și $v = 1/3$.

De asemenea, în figura 10.72 sînt indicate curbele de variație a raportului dintre coeficientul de majorare a rezistenței barei reale (cu bază îngroșată) k_r , datorită refulării și coeficientul de majorare a rezistenței barei dreptunghiulare echivalentă k_{re} (raportul k_r/k_{re}), precum și coeficientul de micșorare a inductanței k_x a barei reale, cu baza îngroșată, pentru diferite înălțimi reduse $\xi = \alpha h$ ale conductoarelor echivalente, cuprinse în limitele cele mai uzuale. În partea de jos a figurilor, pentru o privire de ansamblu mai bună, în dreptul cîtorva valori pentru produsul uv sînt redată formele secțiunilor transversale ale barelor și valorile lui u corespunzătoare.

Din examinarea celor două familii de curbe din figura 10.72 rezultă următoarele observații importante :

— la o îngroșare moderată a porțiunii inferioare a barei, coeficientul de majorare a rezistenței k_r rămîne întii același ca și la bara dreptunghiulară echivalentă k_{re} , apoi, la o îngroșare mai accentuată, capătă o valoare maximă pentru ca în continuare, pentru $uv > 0,8$ să scadă brusc la o valoare foarte mică. Creșterea momentană a raportului rezistențelor relative k_r/k_{re}

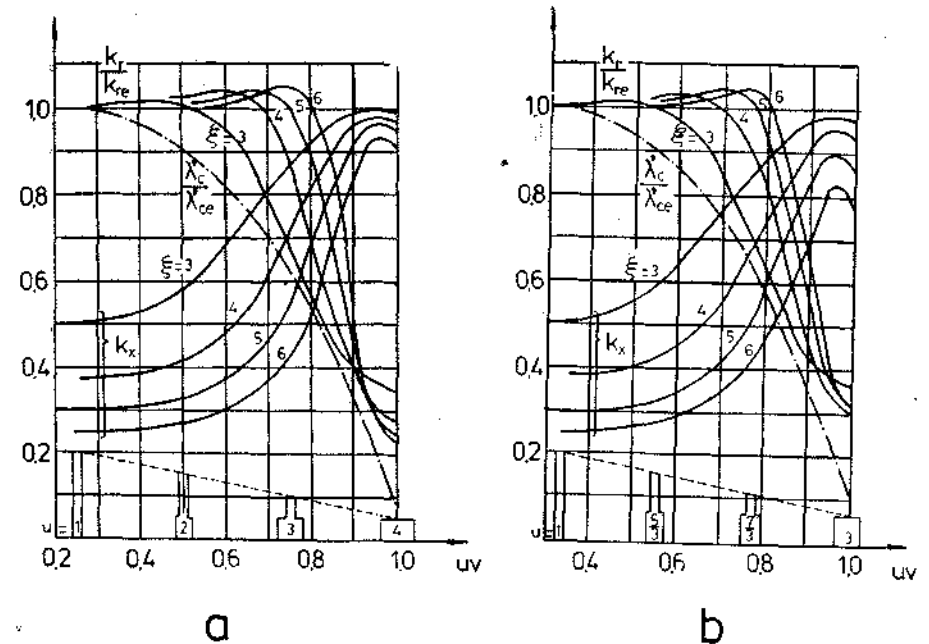


Fig. 10.72. Curbele rapoartelor k_r/k_{re} , λ'_c/λ'_{ce} și a coeficientului de micșorare a inductanței k_x , pentru bara cu baza îngroșată ; în partea de jos a figurilor sînt reprezentate formele secțiunilor transversale corespunzătoare barelor :

a — $v = 1/4$; b — $v = 1/3$.

se explică prin aceea că, în acest domeniu, din cauza refulării slabe de curent în porțiunea îngroșată a conductorului, apare un cîmp magnetic transversal în creștătură mai intens în partea de sus decît la bara dreptunghiulară echivalentă, la care refularea pe aceeași porțiune inferioară (echivalentă) este mai puternică ;

— coeficientul de micșorare a reactanței barei reale k_x , pentru valorile lui uv considerate, este întotdeauna mai mare, în cazul creșterii secțiunii în partea inferioară a conductorului (a îngroșării) decît la bara dreptunghiulară echivalentă ;

— comparînd între ele curbele din figura 10.72, a și din figura 10.72, b se constată că forma secțiunii îngroșate în partea inferioară a barei nu are decît o influență redusă asupra coeficientului de majorare a rezistenței ;

— corelarea rapoartelor u și v care dictează forma barei, în limitele indicate, au condus la o mai mare concordanță între valorile calculate și cele rezultate experimental.

În consecință, în cazul barelor cu bază îngroșată, la determinarea parametrilor cu refulare, sînt necesare următoarele etape :

— se stabilește geometria reală a barei și dimensiunile creștăturii, avînd în vedere ca rapoartele u și v date de relațiile (10.116) să fie cît mai apropiate de limitele considerate în figura 10.72 ;

— se calculează înălțimea h a barei dreptunghiulare echivalente cu relația (10.115) ;

— se determină înălțimea redusă ξ a barei echivalente cu relațiile (10.113), în care h este cel obținut cu relația (10.115) ;

— se determină, pentru bara dreptunghiulară echivalentă, coeficientul de majorare a rezistenței k_{re} , cu relația (10.112) sau din figura 10.65;
 — din figura 10.72 rezultă, pentru valorile predusului uv și ale lui ξ , coeficientul k_x și raportul k_r/k_{re} . Dacă raportul k_r/k_{re} se află pe panta căzătoare a curbei, este indicat să se reconsidere geometria creștăturii (u și v), astfel încît k_r/k_{re} să fie maxim sau apropiat de 1;

— din raportul k_r/k_{re} determinat anterior și rotat $\left(\frac{k_r}{k_{re}}\right)$ se stabilește coeficientul de majorare a rezistenței barei reale:

$$k_r = \left(\frac{k_r}{k_{re}}\right) k_{re}; \quad (10.119)$$

— cu valorile lui k_r și k_x astfel obținute se determină coeficienții echivalenți k_R și k_X cu relațiile (10.111) și (10.111, a);

— parametrii cu influența refuzării se stabilesc apoi cu relațiile (10.108) și (10.109, a), ținînd cont și de relațiile (10.110) și (10.118), adică:

$$\left. \begin{aligned} R_s(\xi) &= k_R R_b + \frac{R_b}{2 \sin^2\left(\frac{\pi p}{Z_s}\right)} [\Omega], \\ X_{s2}(\xi) &= 7,9 f_1 l_p \cdot 10^{-8} \Sigma \lambda_s(\xi) [\Omega], \end{aligned} \right\} \quad (10.119, a)$$

în care:

$$\Sigma \lambda_s(\xi) = k_X \lambda'_{s2} + \lambda'_{s2} + \lambda_{s2} + \lambda_{f2},$$

cu:

$$\lambda'_{s2} = \frac{h}{3b_{cs}} (1 + uv^2 - u^2 b^2) \text{ și } \lambda''_{s2} = \frac{h_0}{b_0},$$

și în care:

- h este dat de relația (10.115);
- b_{cs} — lățimea creștăturii în partea superioară;
- h_0, b_0 — înălțimea și lățimea istmului creștăturii.

10.8.5. INFLUENȚA SATURAȚIEI MAGNETICE ASUPRA PARAMETRIILOR

Calculul reactanțelor de scăpări după relațiile indicate a avut la bază ipoteza că tensiunea magnetică a fluxului magnetic de scăpări în fier, este neglijabilă în raport cu cea din aer.

Acesta este cazul cînd curenții nu sînt cu mult mai mari decît curențul nominal: $(1,5 \div 2)I_N$, ceea ce se întîmplă în funcționare sau chiar la pornirea cu mijloace de reducere a curențului de pornire.

La curenții mai mari însă, datorită saturației circuitului feromagnetic, are loc o creștere a reluctanței circuitului magnetic, după care se închid atît liniile fluxului magnetic transversal de scăpări în creștătură (fig. 10.63, a), cît și liniile cîmpului magnetic produs de armonicile superioare ale cîmpului magnetic din întrefier. Ca urmare, în funcție de gradul de saturație de-a lungul liniei de cîmp magnetic de scăpări se micșorează permeanța și deci reactanța de scăpări $[X_{s1} \text{ și } X_{s2}(\xi)]$, astfel încît, pentru rotorul în repaus și cu înfășurarea scurtcircuitată la tensiunea nominală, ca în cazul pornirii prin

cuplare directă la rețea, cînd $I_p = (4,5 \div 6,5)I_N$, acestea pot să scadă pînă la aproximativ 70% [25].

Rezultă deci că micșorarea reactanțelor de scăpări ale statorului X_{s1} și rotorului la pornire $X_{s2}(\xi)$ se produce datorită micșorării atît a permeanțelor de scăpări în creștătură λ_{s1} și $\lambda_{s2}(\xi)$, cît și a permeanțelor de scăpări diferențiale λ_{d1} și λ_{d2} .

Un calcul exact al acestor micșorări prezintă mari dificultăți.

În [27] este prezentată o metodă practică satisfăcătoare adoptată de proiectanții de la „Elektrosila”, bazată pe o serie de coeficienți și curbe experimentale.

Conform [24] însă, influența saturației dinților asupra permeanței geometrice specifice de scăpări în creștătură, se ia în considerație, aproximativ, adăugîndu-se la lățimea creștăturii din relația permeanței (aflată la numitor), lățimea dintelui împărțită la permeabilitatea magnetică relativă a acestuia, atît pentru istm cît și pentru partea activă a creștăturii.

Dar, așa cum se observă din figura 10.73, a, pe înălțimea unui dinte, liniile cîmpului magnetic de scăpări a două creștături vecine sînt de sensuri contrare astfel că efectul de saturație magnetică a dintelui (pe înălțimea efectivă a creștăturii), datorită cîmpului magnetic de scăpări al creștăturii este neglijabil (considerînd cele două fluxuri aproximativ în fază).

Rezultă deci (v. și [20]), că fluxul magnetic de scăpări al creștăturilor influențează în special saturația magnetică a istmului creștăturilor (fig. 10.73, b).

Totul se întîmplă ca și cum această influență (de micșorare a permeanței istmului creștăturii) datorită fluxului magnetic transversal al creștăturilor ar fi echivalentă cu o creștere a lățimii istmului creștăturilor de la $a_{s,r}$ ori b_0 (la colivii), la $a''_{s,r}$ ori b''_0 (fig. 10.73, b).

Avînd în vedere că acest cîmp magnetic de scăpări se suprapune peste cîmpul magnetic principal în dinți, se poate admite o valoare echivalentă a permeabilității magnetice a dintelui, a cărei expresie, dacă se ține seama și de cîmpul magnetic principal în dinți, este:

$$\mu' = \frac{B_{dk}}{\mu_0(H_{dk} + \tilde{I}_p A_N)}, \quad (10.120)$$

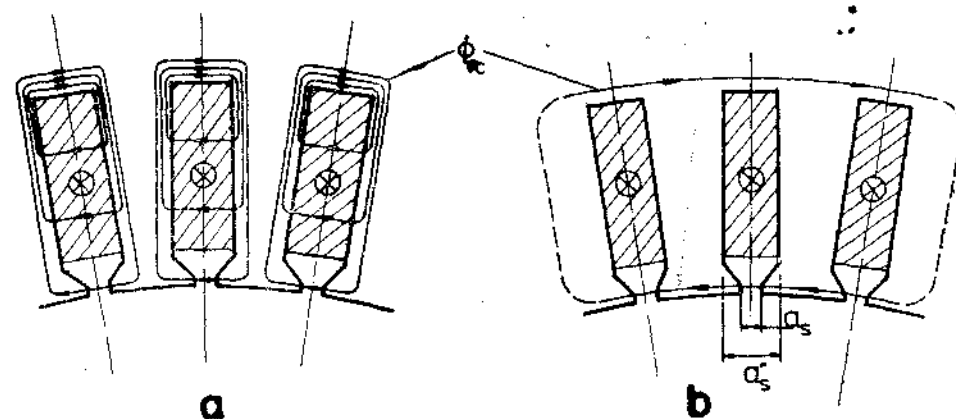


Fig. 10.73. Cu privire la influența saturației magnetice asupra permeanței de scăpări în creștătură:

a — spectrul cîmpului magnetic de scăpări al fiecărei creștături; b — spectrul cîmpului magnetic de scăpări resultant.

în care :

$A_N = A$ — este pătura de curent, determinată pentru curentul nominal (rel. 10.37), în A/m ;

$\tilde{I}_p = I_p / I_N$ — valoarea relativă a curentului de pornire. Pentru curentul de pornire I_p , din această relație se poate folosi valoarea estimativă, determinată cu parametrii fără influența saturației magnetice (rel. 10.132, a) ;

B_{dk}, H_{dk} — valoarea critică a inducției magnetice, în T și, respectiv, valoarea critică a intensității cîmpului magnetic, în A/m. Aceste valori se determină din curba de magnetizare, după cotul de saturație al acesteia, așa cum se indică în figura 10.74. Atît pentru tabla silicioasă laminată la rece cu cristale neorientate cît și pentru tabla silicioasă laminată la cald :

$$B_{dk} \approx 2,04 \text{ T} ; H_{dk} \approx 300 \cdot 10^3 \text{ A/m}.$$

În felul acesta, pentru a ține seama de influența saturației magnetice asupra parametrilor creștăturilor, rezultă că determinarea permeanței geometrice specifice de scăpări în creștătură pentru stator λ_{c1s} , care intră în for-

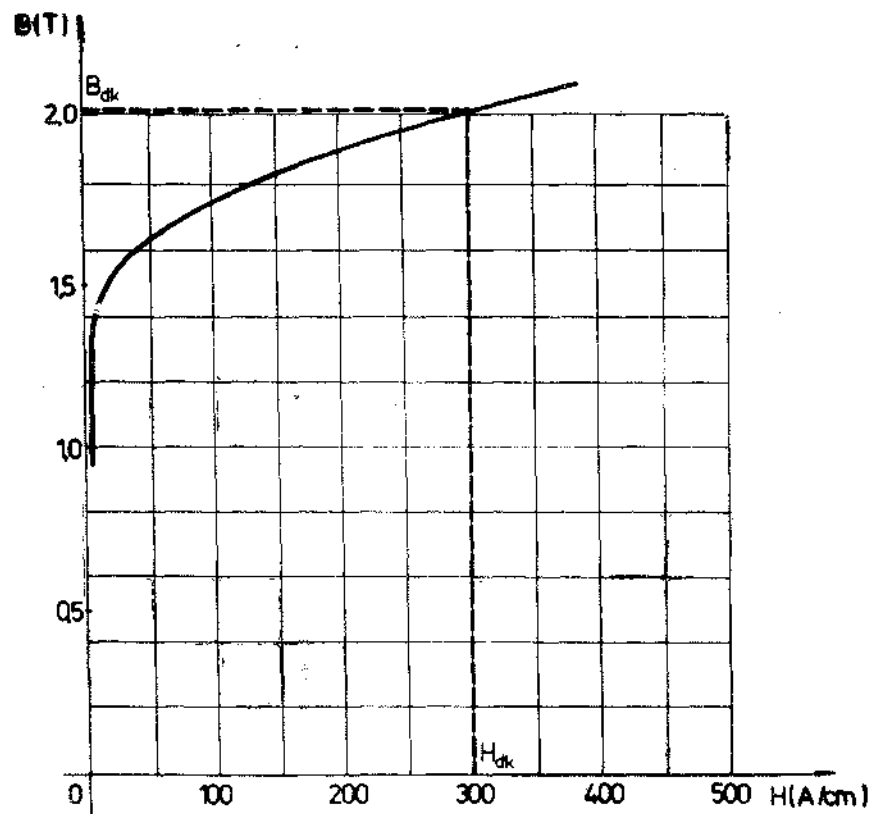


Fig. 10.74. Valorile critice ale inducției magnetice și intensității cîmpului magnetic, pentru tabla silicioasă folosită la mașinile electrice rotative.

mula reactanței de scăpări $X_{\sigma 1s}$, se face după aceleași relații indicate la paragraful 10.8.3 A, cu deosebirea că la numitor în locul valorilor reale ale lățimii istmului $a_{s,r}$ sau b_0 se vor folosi valorile majorate cu lățimea dintelui din zona respectivă împărțită cu permeabilitatea magnetică relativă μ' , și anume :

$$\begin{aligned} a''_{s,r} &= a_{s,r} + \frac{b_{d0}}{\mu'} \\ b''_0 &= b_0 + \frac{b_{d0}}{\mu'}, \end{aligned} \quad (10.121)$$

în care :

b_{d0} este lățimea dintelui în dreptul istmului creștăturii :

$$b_{d0} = l_{1,2} - a_{s,r} \text{ sau } b_{d0} = l_{1,2} - b_0.$$

Pentru rotor, permeanța geometrică specifică de scăpări în creștătură, cu influența saturației magnetice $\lambda_{c2s}(\xi)$, se determină similar ca la stator, însă trebuie avut în vedere, fiind vorba de momentul pornirii motorului, să se considere permeanța geometrică a creștăturii și cu influența refulării curentului $\lambda_{c2}(\xi)$ (v. rel. 10.110 sau 10.110, a).

Pentru exemplificare se presupune că statorul unei mașini asincrone are creștătura de forma indicată în fig. 10.51, c, iar rotorul (evident în scurt-circuit, pentru care au sens valorile la pornire), are creștătura de forma indicată în figura 10.53, b.

Este necesar să se determine permeanțele geometrice specifice de scăpări în creștătură, cu influența saturației magnetice λ_{c1s} și $\lambda_{c2s}(\xi)$.

Sînt necesare următoarele etape :

— se determină cu relația (10.120) permeabilitatea magnetică relativă μ' ;
— se determină cu relațiile (10.121) valorile majorate ale lățimilor istmurilor atît pentru stator cît și pentru rotor ;

— permeanța geometrică specifică de scăpări cu influența saturației magnetice pentru stator rezultă din relația (10.83), prin înlocuirea la numitor a valorilor reale ale lățimii istmului, cu valoarea majorată obținută și anume :

$$\lambda_{c1s} = \frac{h_1 - h_2}{3b_c} k_\beta + \left(\frac{h_2}{b_c} + \frac{3h_2}{b_c + 2a''_s} + \frac{h_0}{a''_s} \right) k'_\beta + \frac{h_2}{4b_c} ;$$

— permeanța geometrică specifică de scăpări cu influența saturației magnetice pentru rotor rezultă din relația (10.88), prin înlocuirea de asemenea la numitor a lățimii reale a istmului cu valoarea majorată a acestuia, ținînd însă cont și de relația (10.110) pentru considerarea influenței refulării curentului și anume :

$$\lambda_{c2s}(\xi) = k_X \left[\frac{h_1}{3b} \left(1 - \frac{\pi b^2}{8s_c} \right)^2 + 0,66 - \frac{b_0}{2b} \right] + \frac{h_0}{b'_0}.$$

OB-SERVAȚIE. Dacă este vorba de o colivie normală, la care influența refulării curentului din bară s-a neglijat, atunci λ_{c2s} se obține fără k_X .

Pentru determinarea influenței saturației magnetice asupra permeanței geometrice specifice de scăpări diferențiale [20], [24], se consideră că micșorarea acesteia este echivalentă cu o mărire a întrefierului de la valoarea δ la valoarea $k_{sd}\delta$, unde k_{sd} este coeficientul parțial de saturație magnetică a dinților (v. rel. 10.18).

În felul acesta, valorile saturate ale permeanței geometrice specifice de scăpări diferențiale rezultă :

— pentru stator :

$$\lambda_{d1s} = \frac{\lambda_{d1}}{k_{sd}}, \quad (10.122)$$

— pentru rotor :

$$\lambda_{d2s} = \frac{\lambda_{d2}}{k_{sd}}, \quad (10.122, a)$$

în care λ_{d1} și λ_{d2} sînt date de relațiile (10.95) sau (10.95, a) și respectiv (10.96).

În concluzie, valorile saturate ale reactanțelor de scăpări se determină astfel :

— pentru stator, dacă reactanța $X_{\sigma 1}$ este dată de relația (10.79) sau (10.79, a), se obține :

$$X_{\sigma 1s} = X_{\sigma 1} \frac{\Sigma \lambda_{1s}}{\Sigma \lambda_1} [\Omega], \quad (10.123)$$

în care : $\Sigma \lambda_1$ este determinat cu relația (10.80),

iar :

$$\Sigma \lambda_{1s} = \lambda_{c1s} + \lambda_{d1s} + \lambda_{z1} + \lambda_{f1}, \quad (10.123, a)$$

este permeanța geometrică specifică totală de scăpări a statorului, cu influența saturației magnetice ; la mașina asincronă nu se ia λ_{z1} nici la $\Sigma \lambda_1$, nici la $\Sigma \lambda_{1s}$ (v. rezumatul de la sfîrșitul paragrafului 10.8.3) ;

— pentru rotor, dacă reactanța $X_{\sigma 2}(\xi)$ este dată de relația (10.109) sau (10.109, a), se obține :

$$X_{\sigma 2s}(\xi) = X_{\sigma 2}(\xi) \frac{\Sigma \lambda_{2s}(\xi)}{\Sigma \lambda_2(\xi)} [\Omega], \quad (10.124)$$

în care : $\Sigma \lambda_2(\xi)$ este determinat cu relația (10.110),

iar :

$$\Sigma \lambda_{2s}(\xi) = \lambda_{c2s}(\xi) + \lambda_{d2s} + \lambda_{f2}, \quad (10.124, a)$$

este permeanța geometrică specifică totală de scăpări a rotorului, cu influența și a refulării curentului din bară și a saturației magnetice.

Valoarea saturată a reactanței rotorului se poate determina și în cazul coliviei normale, care nu este efectuată de refulare.

Astfel, dacă reactanța $X_{\sigma 2}$ este dată de relația (10.81) sau (10.81, a) se obține :

$$X_{\sigma 2s} = X_{\sigma 2} \frac{\Sigma \lambda_{2s}}{\Sigma \lambda_2} [\Omega], \quad (10.124, b)$$

în care : $\Sigma \lambda_2$ este determinată cu relația (10.106) (pentru rotor),

iar :

$$\Sigma \lambda_{2s} = \lambda_{c2s} + \lambda_{d2s} + \lambda_{f2} \quad (10.124, c)$$

este permeanța geometrică specifică totală de scăpări a rotorului numai cu influența saturației magnetice.

În cazul creștăturilor închise, influența saturației magnetice rezultă direct din relațiile (10.89) și (10.92), dacă în locul lui I_b se ia curentul din bare la pornire $I_{bp} = \frac{I_p}{I_N} I_b$.

Reactanța utilă sau de magnetizare, determinată cu relația (10.105), ține cont și de saturația circuitului magnetic prin curentul de magnetizare, care depinde de t.m.m. a circuitului.

Se va avea în vedere însă, că așa cum arată și calculele, *Iuarea în considerație a influenței saturației magnetice* are sens, în general, numai la valori mari ale curentului, adică la calculul curentului de pornire, cînd acesta se determină pentru tensiunea nominală (cazul pornirii prin cuplare directă la rețea). Influența saturației magnetice asupra caracteristicilor de pornire cu tensiune redusă și asupra caracteristicilor de funcționare ale motoarelor în regimul nominal este mică și de aceea se neglijează.

10.8.6. RAPORTAREA PARAMETRIILOR ROTORULUI LA STATOR

Pentru determinarea caracteristicilor mașinii asincrone pe baza ecuațiilor de funcționare și schemei echivalente este necesară raportarea parametrilor înfășurării rotorului la înfășurarea statorului.

Relațiile de raportare sînt următoarele :

— pentru rotorul bobinat :

$$R'_2 = R_2 \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}} \right)^2 \text{ și } X'_{\sigma 2} = X_{\sigma 2} \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}} \right)^2; \quad (10.125)$$

— pentru rotorul în scurtcircuit, ținînd seama că $m_2 = Z_2$; $w_2 = \frac{1}{2}$ și $k_{w2} = 1$ (dacă rotorul nu are creștăturile înclinate) :

$$\left. \begin{aligned} R'_2 &= R_2 \frac{4m_1(w_1 k_{w1})^2}{Z_2} \text{ și } X'_{\sigma 2} = X_{\sigma 2} \frac{4m_1(w_1 k_{w1})^2}{Z_2}; \\ R'_2(\xi) &= R_2(\xi) \frac{4m_1(w_1 k_{w1})^2}{Z_2} \text{ și } X'_{\sigma 2}(\xi) = X_{\sigma 2}(\xi) \frac{4m_1(w_1 k_{w1})^2}{Z_2}; \\ X'_{\sigma 2s}(\xi) &= X_{\sigma 2s}(\xi) \frac{4m_1(w_1 k_{w1})^2}{Z_2} \text{ și } X'_{\sigma 2s} = X_{\sigma 2s} \frac{4m_1(w_1 k_{w1})^2}{Z_2}. \end{aligned} \right\} (10.125, a)$$

Dacă rotorul are creștăturile înclinate față de generatoare, atunci $k_{w2} = k_{i2}$, iar în relațiile (10.125, a) la numitor apare și termenul k_{i2}^2 .

Toate valorile parametrilor sînt în Ω .

10.8.7. PARAMETRII MAȘINII ASINCRONE, ÎN UNITĂȚI RELATIVE

Parametrii mașinilor asincrone în unități relative se determină prin împărțirea valorii acestora, în Ω , cu impedanța nominală :

$$Z_N = \frac{U_{1f}}{I_{1N}} [\Omega],$$

în care U_{1f} și I_{1N} sînt tensiunea nominală de fază și curentul nominal de fază.

Se obțin astfel :

— pentru stator :

$$r_1 = \frac{R_1}{Z_N}; x_{\sigma 1} = \frac{X_{\sigma 1}}{Z_N} \text{ și } x_m = \frac{X_m}{Z_N} \text{ [u.r.];} \quad (10.126)$$

— pentru rotor :

$$r_2' = \frac{R_2'}{Z_N} \text{ și } x_{\sigma 2}' = \frac{X_{\sigma 2}'}{Z_N} \text{ — fără influența refulării curentului;} \quad (10.126, a)$$

$$r_2'(\xi) = \frac{R_2'(\xi)}{Z_N} \text{ și } x_{\sigma 2}'(\xi) = \frac{X_{\sigma 2}'(\xi)}{Z_N} \text{ — cu influența refulării curentului;} \quad (10.126, b)$$

— pentru stator și rotor, cu influența saturației magnetice :

$$x_{\sigma 1s} = \frac{X_{\sigma 1s}}{Z_N} \text{ și } x_{\sigma 2s}'(\xi) = \frac{X_{\sigma 2s}'(\xi)}{Z_N} \text{ [u.r.].} \quad (10.126, c)$$

OB SERVAȚII

1) Exprimarea parametrilor rotorului în valori raportate are marele avantaj că permite o comparație a parametrilor statorului cu ai rotorului. Se observă astfel că valorile raportate ale parametrilor rotorului (fără influența refulării) sînt apropiate de cele ale statorului, adică :

$$X_{\sigma 2}' \text{ este apropiat de } X_{\sigma 1}$$

și :

$$R_2' \text{ este apropiat de } R_1.$$

2) Utilizarea exprimării parametrilor în unități relative are avantajul practic foarte important, că permite compararea parametrilor unor mașini chiar de puteri diferite și ușurează totodată exprimarea caracteristicilor, deoarece nu necesită introducerea unităților de măsură uzuale.

Pentru mașinile normale, orientativ :

$$x_{\sigma 1} = 0,07 \div 0,15 \text{ u.r.,}$$

iar r_1 este mult mai mică la mașinile peste 50 kW (de ordinul sutimilor).

Aceste limite, ca elemente de comparație, permit uneori o apreciere prealabilă a performanțelor mașinii în raport cu altele deja executate și verificate experimental.

10.9. CALCULUL CARACTERISTICILOR MAȘINII ASINCRONE CU PARAMETRI CONSTANȚI

Sînt considerate mașini cu *parametri constanți* mașinile asincrone cu rotorul bobinat și cu rotorul în scurtcircuit cu colivie normală ai căror parametri nu sînt afectați de refulare. Dacă, chiar în cazul coliviei normale, se ia în considerație influența fenomenului de refulare a curentului atunci parametrii sînt *variabili* (cu alunecarea), caracteristicile determinîndu-se similar ca la mașina cu bare înalte.

În cazul mașinilor cu parametri constanți, caracteristicile de pornire și de funcționare se pot determina prin două metode : *analitică* și *grafo-analitică* (diagrama cercului).

10.9.1. METODA ANALITICĂ

Se va avea în vedere, în primul rînd, schema echivalentă pe fază, a mașinii asincrone, cu circuitul de magnetizare scos la borne, reprezentată în figura 10.62 și în care :

$$Z_1 = R_1 + jX_{\sigma 1};$$

$$Z_2' = \frac{R_2'}{s} + jX_{\sigma 2}'; \quad (10.127)$$

$$c_1 \approx 1 + \frac{X_{\sigma 1}}{X_m}; \quad (10.127, a)$$

R_m — rezistența circuitului de magnetizare, corespunzătoare pierderilor în fier ;

X_m — reactanța utilă a circuitului de magnetizare (v. rel. 10.105).

În cazul în care cele două elemente în paralel R_m și X_m ale impedenței de magnetizare (fig. 10.62, a) se înlocuiesc cu două elemente în serie R_0 și X_0 (fig. 10.62, b), atunci :

$$Z_0 = R_0 + jX_0. \quad (10.128)$$

în care rezultă :

$$R_0 = \frac{R_m X_m^2}{R_m^2 + X_m^2}; \quad X_0 = \frac{R_m^2 X_m}{R_m^2 + X_m^2}. \quad (10.128, a)$$

În cele mai multe cazuri însă $R_m \gg X_m$ și deci se poate scrie :

$$R_0 \approx \frac{X_m^2}{R_m}; \quad X_0 \approx X_m. \quad (10.128, b)$$

În acest caz rezultă :

$$c_1 = 1 + \frac{Z_1}{Z_0} = c_1 e^{-j\alpha}$$

sau cu bună aproximație :

$$c_1 \approx c_1 \approx 1 + \frac{X_{\sigma 1}}{X_0} \approx 1 + \frac{X_{\sigma 1}}{X_m}.$$

De asemenea, în cazul în care trebuie să se considere influența refulării curentului sau a saturației magnetice, atunci în relațiile (10.127) se folosesc parametrii corespunzători.

De exemplu, pentru saturația magnetică :

$$Z_{1s} = R_1 + jX_{\sigma 1s};$$

$$Z_{2s}' = \frac{R_2'}{s} + jX_{\sigma 2s}'; \quad (10.127, b)$$

$$c_{1s} \approx 1 + \frac{X_{\sigma 1s}}{X_m}.$$

A. Curentul de funcționare în gol

În funcție de componenta activă I_{0a} și reactivă I_{0r} rezultă:

$$\underline{I}_0 = \underline{I}_{0a} + \underline{I}_{0r} = I_{0a} + jI_{0r} \quad [\text{A}], \quad (10.129)$$

sau în modul

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0r}^2} \quad [\text{A}], \quad (10.129, a)$$

în care:

$$I_{0a} = \frac{P_{Fe} + P_{mec} + P_r + P_{clm}}{m_1 U_1} \quad [\text{A}],$$

este componenta activă a curentului de funcționare în gol, corespunzătoare pierderilor în fier la funcționarea în gol P_{Fe} (principale și suplimentare), pierderilor mecanice totale P_{mec} (prin frecare în lagăre și cu aerul), pierderilor datorită autoventilației P_r (în ventilatorul propriu) și pierderilor electrice în stator la funcționarea în gol $P_{clm} = m_1 R_1 I_0^2$ (pentru $I_0 \approx I_{0r}$). Aceste pierderi se determină ca în cap. 20 și în exemplul de calcul;

$I_{0r} = I_\mu$ — componenta reactivă (de magnetizare) a curentului de funcționare în gol, determinată cu relația (10.68).

Defazajul curentului de funcționare în gol față de tensiunea la borne φ_0 se obține din relația:

$$\cos \varphi_0 = \frac{I_{0a}}{I_0}. \quad (10.130)$$

B. Curentul de scurtcircuit I_{1k} la tensiunea de alimentare U_1

Se calculează pe baza ecuației solenațiilor mașinii asincrone ținând cont și de schema din figura 10.62 în care, pentru $s = 1$, se folosesc următoarele notații:

— dacă nu se ia în considerație influența saturației magnetice:

$$R_k = c_1 R_1 + c_1^2 R_2' \quad [\Omega]; \quad (10.131)$$

$$X_k = c_1 X_{\sigma 1} + c_1^2 X_{\sigma 2}' \quad [\Omega];$$

— dacă se ține cont și de influența saturației magnetice (pentru U_1 nominal, când curenții de scurtcircuit sînt mari):

$$R_k = c_{1s} R_1 + c_{1s}^2 R_2' \quad [\Omega]; \quad (10.131, a)$$

$$X_{ks} = c_{1s} X_{\sigma 1s} + c_{1s}^2 X_{\sigma 2s}' \quad [\Omega].$$

Dar, din ecuația solenațiilor mașinii asincrone rezultă:

$$\underline{I}_{1k} = \underline{I}_0 - \underline{I}_{2k}, \quad (10.132)$$

sau în modul:

$$I_{1k} = \sqrt{(I_{0a} + I_{2ka})^2 + (I_\mu + I_{2kr})^2} \quad [\text{A}]. \quad (10.132, a)$$

Din schema echivalentă reprezentată în figura 10.62 se observă că, în modul, curentul din secundarul schemei echivalente reale (schema în T), în valori raportate este:

$$I_{2k} = c_1 I_{2k}' \quad [\text{A}], \quad (10.132, b)$$

în care:

$$I_{2k}' = \frac{U_1}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}} \quad [\text{A}]$$

este curentul de scurtcircuit din circuitul secundar al schemei echivalente cu circuitul de magnetizare scos la borne, raportat de primar.

Cele două componente ale curentului secundar sînt:

— componenta activă:

$$I_{2ka} = I_{2k} \cos \varphi_{2k} = c_1 I_{2k}' \cos \varphi_{2k} \quad [\text{A}];$$

— componenta reactivă:

$$I_{2kr} = I_{2k} \sin \varphi_{2k} = c_1 I_{2k}' \sin \varphi_{2k} \quad [\text{A}], \quad (10.132, c)$$

în care:

$$\cos \varphi_{2k} = \frac{R_k}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}} \text{ și } \sin \varphi_{2k} = \frac{X_k}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}}.$$

Defazajul curentului de scurtcircuit față de tensiunea de la borne φ_k (și deci factorul de putere la scurtcircuit) se obține din relația:

$$\cos \varphi_k = \frac{I_{0a} + I_{2ka}}{I_{1k}}. \quad (10.133)$$

La motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit (cu colivie normală), curentul de scurtcircuit calculat pentru U_1 nominal (cu reactanțele saturate) este curentul de pornire al mașinii, care se compară cu valoarea impusă prin tema de proiectare sau prin norme, cele două valori trebuind să fie apropiate.

OBSERVAȚIE. De obicei, valorile factorilor de putere, la funcționarea în gol și în scurtcircuit, sînt cuprinse în limitele:

$$\cos \varphi_0 = 0,07 \div 0,15;$$

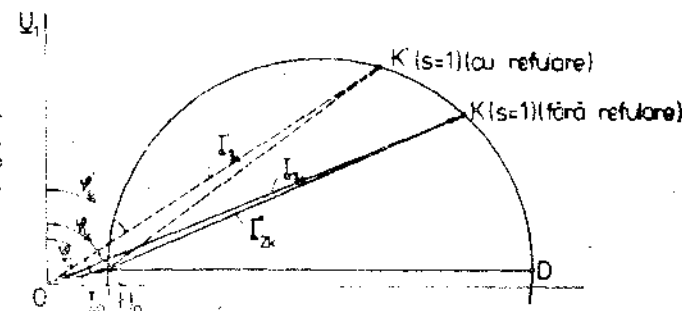
$$\cos \varphi_k = 0,12 \div 0,25 \text{ (pentru coliviile normale)};$$

$$\cos \varphi_k = 0,25 \div 0,5 \text{ (pentru coliviile cu bare înalte și duble), cărora le corespund unghiurile: } \varphi_0 \approx 80^\circ \div 85^\circ; \varphi_k \approx 75^\circ \div 85^\circ \text{ și } \varphi_k \approx 60^\circ \div 75^\circ.$$

Aceasta înseamnă (v. și fig. 10.75) că I_0 și I_{1k} se pot considera aproximativ în fază, astfel încît se poate spune că relația (10.132) este valabilă cu aproximație și pentru valorile absolute, adică:

$$I_{1k} \approx I_0 - I_{2k}. \quad (10.132, d)$$

Fig. 10.75. Diagrama cercului mașinii asincrone, cu evidențierea curenților de funcționare în gol și în scurtcircuit.



C. Caracteristicile de funcționare și de pornire
(cele de pornire, pentru rotorul cu colivie)
ale motorului asincron, cu parametrii constanți

Mai importante sînt:

- caracteristica mecanică naturală $M = f(s)$ și curentul absorbit $I_1 = f(s)$;
 - cuplul de pornire M_p și curentul de pornire I_p (pentru rotorul în scurtcircuit);
 - cuplul maxim M_m și alunecarea critică s_m ;
 - alunecarea nominală s_N și factorul de putere nominal $\cos \varphi_N$.
- *Curentul absorbit* $I_1(s)$, în modul, se determină cu o relație similară cu relația (10.132, a):

$$I_1(s) = \sqrt{(I_{0a} + I'_{2a})^2 + (I_{\mu} + I'_{2r})^2} \quad [\text{A}], \quad (10.134)$$

în care curentul secundar raportat la primar al schemei echivalente reale $I'_2 = c_1 I'_2$ are componentele (în funcție de s):

— activă:

$$I'_{2a} = I'_2 \cos \varphi_2 = \frac{U_1 \left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s} \right)}{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2};$$

— reactivă:

$$I'_{2r} = I'_2 \sin \varphi_2 = \frac{U_1 (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})}{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2}.$$

● *Caracteristica mecanică* $M = f(s)$ se determină pe baza expresiei cuplului electromagnetic:

$$M = \frac{P_{cu2}}{s\Omega_1} = \frac{m_1 R'_2 I'^2_2}{s\Omega_1} = \frac{m_1 p U_1^2 \frac{R'_2}{s}}{\omega_1 \left[\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2 \right]} \quad [\text{Nm}] \quad (10.136)$$

în care s-au avut în vedere relațiile (v. și fig. 10.62):

$$P_{cu2} = sP_M = sM\Omega_1; \quad \Omega_1 = \frac{\omega_1}{p},$$

$$I'_2 = c_1 I'_2 = \frac{U_1}{\sqrt{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2}} \quad [\text{A}], \quad (10.136, a)$$

în care:

P_M este puterea electromagnetică a mașinii în VA;

$\omega_1 = 2\pi f_1$ [rad/s] — pulsația curentului de alimentare;

$\Omega_1 = \frac{\omega_1}{p} = \frac{2\pi n_1}{60}$ [rad/s] — viteza unghiulară a cimpului magnetic

învîrtitor (cunoscînd că $f_1 = \frac{pn_1}{60}$ [Hz], cu n_1 în rot/min).

● *Cuplul de pornire*, la motorul cu colivie normală în rotor, fără influența refulării curentului, rezultă din relația (10.136) pentru valoarea $s = 1$ (în caz că se consideră U_1 nominal, atunci se folosesc reactanțele cu influența saturației magnetice $X_{\sigma 1}$ și $X'_{\sigma 2}$):

$$M_p = \frac{m_1 p U_1^2 R'_2}{\omega_1 [(R_1 + c_1 R'_2)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2]} \quad [\text{Nm}]. \quad (10.137)$$

● *Alunecarea critică* s_m este dată de relația:

$$s_m = \pm \frac{c_1 R'_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2}}. \quad (10.138)$$

● *Cuplul maxim* M_m rezultă din relația (10.136), în care se înlocuiește s cu s_m :

$$M_m = \pm \frac{pm_1 U_1^2}{2c_1 \omega_1 [\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2}]} \quad [\text{Nm}]. \quad (10.139)$$

În expresiile lui s_m și M_m , semnul (+) corespunde funcționării mașinii în regim de motor, iar semnul (—) în regim de generator.

● *Alunecarea nominală* s_N se determină cu relația:

$$s_N = \frac{P_{cu2}}{P_M} = \frac{m_1 R'_2 I'^2_{2N}}{m_1 E_1 I'^2_{2N}} = \frac{R'_2 I'^2_{2N}}{k_E U_1^2}, \quad (10.140)$$

în care:

$I'_{2N} = I_{2N} \frac{m_2 w_2 k_{e2}}{m_1 w_1 k_{e1}}$ este curentul nominal din secundar, raportat la primar. Valoarea neraportată a curentului I_{2N} este dată cu aproximație de relațiile (10.53) sau (10.53, a).

● *Factorul de putere nominal* $\cos \varphi_N$ se determină cu relația aproximativă:

$$\cos \varphi_N = \frac{I_{0a} + I'_{2aN}}{I_{1N}}, \quad (10.141)$$

aproximația constînd în faptul că atât I'_{2aN} cît și I_{1N} sînt determinate cu relațiile (10.135) și (10.134) în funcție de s_N , care la rîndul lui, prin I_{2N} , depinde de o serie de mărimi evaluate inițial tot aproximativ (k_E , η , $\cos \varphi$). Oricum însă, aceste valori pentru s_N și $\cos \varphi_N$ se pot considera mult mai apropiate de valorile reale, ponderea avînd-o, în acest caz, parametrii reali ai mașinii folosiți în relații.

Valorile obținute pentru M_p , M_m și $\cos \varphi_N$ trebuie să fie comparate cu valorile impuse prin tema de proiectare sau prin normele în vigoare. În caz că abaterile sînt mai mari decît limitele admise, se vor lua măsuri, prin schimbarea dimensiunilor mașinii și deci a parametrilor, de corelare între ele a valorilor impuse cu cele obținute prin calcule.

În vederea comparării (a determinării) rapoartelor M_p/M_N și M_m/M_N , se menționează că valoarea cuplului nominal M_N rezultă din relația:

$$M_N = \frac{P_N}{\Omega_N} = \frac{P_N}{\frac{2\pi n_N}{60}} = \frac{60 P_N}{2\pi n_N} \quad [\text{Nm}], \quad (10.142)$$

în care:

$n_N = (1 - s_N)n_1$ [rot/min] este turația nominală,

P_N — se introduce în W,

sau din relația (10.136), pentru $s = s_N$, adică :

$$M_N = \frac{m_1 p U_1^2 \frac{R'_2}{s_N}}{\omega_1 \left[R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s_N} \right]^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2} \text{ [Nm]}, \quad (10.142, a)$$

s_N fiind cel obținut cu relația (10.140).

Ca toleranțe între valorile obținute prin calcule și cele impuse inițial prin temă, se pot considera cele menționate în capitolul 3, tabelul 3.7, deși acelea sînt toleranțele între valorile rezultate la standul de încercări și cele impuse prin temă.

10.9.2. METODA GRAFO-ANALITICĂ (DIAGRAMA CERCULUI)

Diagrama cercului se folosește în special pentru determinarea caracteristicilor de funcționare fiind, uneori (în cazul încercărilor experimentale), preferată în practică.

Pentru trasarea diagramei cercului se folosesc parametrii din schema echivalentă a mașinii cu circuitul de magnetizare scos la borne, reprezentată în figura 10.62, parametri a căror semnificație este dată de relațiile (10.127), (10.128) și (10.131).

Construcția diagramei cercului, reprezentată în figura 10.76, se face astfel :

— se determină diametrul cercului, în A :

$$D_c = \frac{U_1}{X_k} \text{ [A]};$$

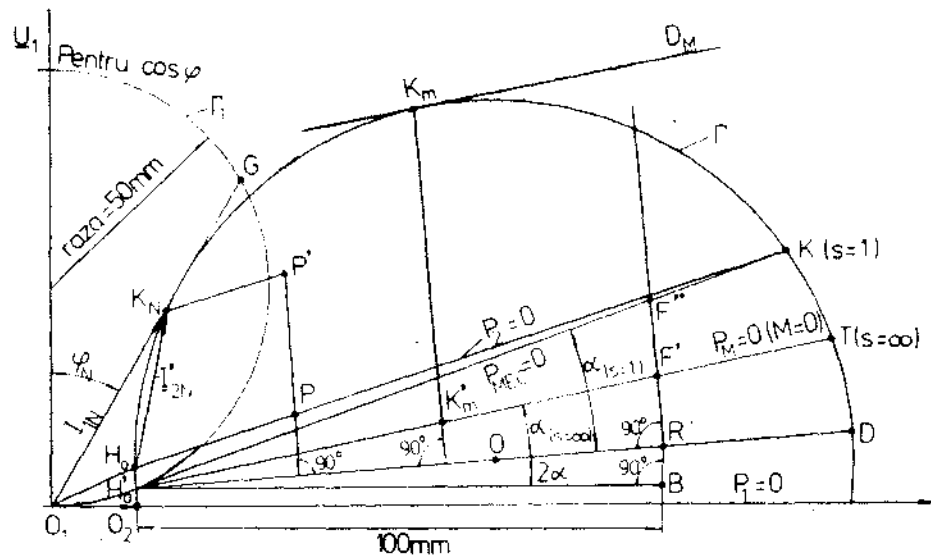


Fig. 10.76. Construcția diagramei cercului la mașina asincronă cu parametrii constanți.

— se alege scara curentului C_I în A/mm, astfel încît în construcția grafică a diagramei, diametrul cercului să rezulte între limitele $180 \div 250$ mm, adică :

$$\frac{D_c}{C_I} = 180 \div 250 \text{ mm}$$

(aceste limite conduc la o precizie suficientă a mărimilor determinate din diagrama cercului);

— se determină scara puterii active :

$$C_p = m_1 U_1 C_I \cdot 10^{-3} \text{ [kW/mm]};$$

— se trasează segmentele :

$$\overline{O_1 O_2} = \frac{I_k}{C_I} \text{ [mm]}; \quad \overline{O_2 H'_0} = \frac{P_{Fe} + P_{e10}}{C_p} \text{ [mm]};$$

$$\overline{O_2 H_0} = \frac{P_{Fe} + P_{e10} + P_{mec} + P_e}{C_p} \text{ [mm]};$$

OBSERVAȚIE. Punctele O_1 , H'_0 și H_0 , deși sînt determinate prin segmente de dreaptă, ele se află de fapt pe cerc.

— se ia (constructiv) segmentul :

$$\overline{H_0 B} = 100 \text{ mm}$$

pe o direcție paralelă cu abscisa (abscisa este și dreapta puterii absorbite $P_1 = 0$);

— se trasează segmentul :

$$\overline{BR} = 100 \text{ tg } 2\alpha \text{ [mm]},$$

în care, unghiul de corecție al diagramei cercului rezultă din relația :

$$\text{tg } 2\alpha = 2 \frac{R_1}{c_1 X_m};$$

— pe direcția $\overline{H_0 R}$ se trasează diametrul cercului :

$$\overline{H_0 D} = \frac{D_c}{C_I} \text{ [mm]};$$

— cu centrul în O se trasează cercul Γ al curentului, de diametru $\overline{H_0 D}$;

— se trasează segmentele :

$$\overline{RF'} = 100 \text{ tg } \alpha_{(s=\infty)} \text{ și } \overline{RF''} = 100 \text{ tg } \alpha_{(s=1)},$$

în care :

$$\text{tg } \alpha_{(s=\infty)} \approx \frac{c_1 R_1}{X_k} \text{ și } \text{tg } \alpha_{(s=1)} \approx \frac{R_k}{X_k};$$

— pe direcția $\overline{H_0 F'}$, se trasează segmentul de dreaptă $\overline{H_0 T}$ al puterii electromagnetice ($P_M = 0$) sau al cuplului electromagnetic ($M = 0$), iar pe direcția $\overline{H_0 F''}$ se trasează segmentul de dreaptă $\overline{H_0 K}$ al puterii mecanice ($P_{mec} = 0$);

- se trasează segmentul de dreaptă $\overline{H_0K}$ al puterii utile ($P_2 = 0$);
- se duce dreapta D_M paralelă cu $\overline{H_0T}$ și tangentă la cerc în punctul K_M . Se trasează apoi segmentul $\overline{K_MK'_M}$ perpendicular pe diametrul $\overline{H_0D}$;
- cu diametrul de 100 mm, pe ordonată (raza = 50 mm), se trasează cercul Γ_1 pentru $\cos \varphi$.

Determinarea principalelor caracteristici de funcționare din diagrama cercului (fig. 10.76) se face astfel:

- se trasează, pe o direcție perpendiculară pe diametrul cercului, segmentul:

$$\overline{PP'} = \frac{P_N}{C_p} [\text{mm}];$$

- din punctul P' se duce o paralelă la dreapta $\overline{H_0K}$, a puterii utile, pînă intersectează cercul Γ în punctul K_N , care va fi punctul de funcționare la sarcină nominală de pe diagrama cercului;

- se trasează segmentul $\overline{O_1K_N}$, a cărui prelungire intersectează cercul Γ_1 în G .

Caracteristicile de funcționare care rezultă sînt:

- *curentul nominal al mașinii* (absorbit din rețea):

$$I_{1N} = C_I \cdot \overline{O_1K_N} [\text{A}]; \quad (10.143)$$

- *factorul de putere nominal*

$$\cos \varphi_N = \frac{\overline{O_1G}(\text{mm})}{100}. \quad (10.143, a)$$

Valorile obținute pentru I_N și $\cos \varphi_N$, trebuie să fie apropiate de cele alese, sau determinate inițial cu relațiile (10.3) sau (10.3, a).

În cazul în care se obțin diferențe, se va avea în vedere ca totuși, noile valori obținute, să satisfacă relațiile (10.3) sau (10.3, a) (considerînd că randamentul η_N nu diferă prea mult). Dacă diferențele sînt ceva mai mari, încît nu satisfac aproximativ relațiile (10.3) sau (10.3, a) (pentru randamentul η considerat inițial), este posibil ca și valoarea calculată a randamentului să difere de cea aleasă inițial. De aceea, în acest caz, aplicarea relațiilor (10.3) sau (10.3, a) se face pentru valorile exacte ale lui $\cos \varphi_N$ și η_N , rezultate cu relația (10.143, a) și respectiv după calculul pierderilor și randamentului mașinii (v. cap. 20 și exemplul de calcul). În orice caz, valorile considerate ca reale și definitive sînt cele rezultate din diagrama cercului sau din calculele cu relațiile analitice menționate. Dacă există diferențe ale valorii curentului nominal față de valoarea determinată inițial cu relația (10.3) sau (10.3, a), atunci se reconsideră calculele mărimilor afectate de I_N (A , J_1 , I_{μ} % etc.);

- *capacitatea de supraîncărcare*:

$$k_M = \frac{M_m}{M_N} = \frac{\overline{K_m K'_m}}{\overline{PP}}, \quad (10.144)$$

care trebuie să fie apropiată de valoarea impusă prin temă;

- *curentul secundar nominal*, raportat la stator este:

$$I_{2N} = \overline{H_0K_N} C_I [\text{A}],$$

apoi, cu ajutorul relațiilor de raportare se determină curentul nominal de fază, din secundar:

$$I_{2N} = \frac{m_1 w_1 k_{w1}}{m_2 w_2 k_{w2}} I'_{2N} [\text{A}]. \quad (10.145)$$

În mod normal, această valoare trebuie să fie apropiată de cea determinată anterior cu relațiile (10.53) sau (10.53, a); ea se consideră valoare definitivă și dacă diferă de cea anterioară se recalculează, ca și la stator, mărimile afectate (J_2 , P_{cu2} etc.).

Celelalte mărimi de funcționare: η_N , s_N , pierderile etc., se pot determina și ele din diagrama cercului; totuși valorile lor obținute pe cale analitică sînt mai precise.

10.9.3. DIMENSIONAREA COLIVIEI ÎN SCURT-CIRCUIT NORMALĂ, ÎN FUNCȚIE DE VALORILE IMPUSE

După cum s-a menționat (v. paragraful 10.6.2), dimensionarea înfășurării rotorului s-a făcut pornind de la valoarea admisibilă a densității de curent din conductor. S-au calculat apoi, pentru materialul conductorului și geometria creștăturii stabilite, parametrii rotorului (v. paragraful 10.8), iar în paragrafele 10.9.1 și 10.9.2 s-au determinat caracteristicile motorului, valorile obținute comparîndu-se cu ele impuse prin temă.

Acest mod de lucru este oarecum mai comod pentru proiectare, urmînd același raționament ca și pentru înfășurarea statorului, însă necesită o anumită experiență în acest domeniu, mai ales la stabilirea geometriei creștăturii, cînd este vorba de luarea în considerație a valorilor impuse pentru caracteristici.

Din această cauză, sînt frecvente cazurile cînd, pentru încadrarea în limitele impuse a valorilor calculate ale caracteristicilor de pornire sau de funcționare, este necesară relucarea odată sau de mai multe ori a dimensiunilor mașinii și creștăturilor (deci a parametrilor), ceea ce constituie un dezavantaj esențial al metodei.

De aceea, este uneori mai indicat să se pornească la dimensionarea înfășurărilor de la valorile impuse pentru caracteristicile de pornire și de funcționare.

Astfel, dacă sînt impuse atît caracteristicile de pornire cît și cele de funcționare, se constată că se poate obține un sistem de ecuații cu relațiile (10.132, a), (10.137), (10.139) și (10.140) sau (10.141), în care necunoscutele sînt R_1 , $X_{\sigma 1}$, R'_2 și $X'_{\sigma 2}$.

Această înseamnă că dimensionarea întregii mașini, (statorul și rotorul) este subordonată respectării stricte a caracteristicilor, urmînd ca eventualele iterații (întoarceri, pentru schimbări de dimensiuni) să fie cerute de încadrarea în limite a solicitărilor electromagnetice. Dacă se ține seama de faptul că valorile parametrilor sînt influențate atît de dimensiunile înfășurării (w , s_{cu} , l_{med} etc.) cît și de cele ale miezului feromagnetic (geometria creștăturii) rezultă că și această corelare, între diferitele dimensiuni, impune o experiență de proiectare cel puțin egală cu cea din prima metodă de lucru, care pornea de la solicitările electromagnetice (A , B_g , J).

Pe de altă parte, trebuie avut în vedere că dintre caracteristicile de funcționare se impune, de regulă, doar cuplul maxim M_m , celelalte caracteristici (alunecarea nominală și factorul de putere nominal) nefiind strict limitate; se tinde însă ca valorile lor să fie cît mai bune.

Reiese astfel că întotdeauna se poate constitui sistemul de ecuații menționat și deci se pot determina valorile tuturor parametrilor.

De aceea, pentru rotorul în scurtcircuit cu colivie normală (fără refulare) se folosește, de obicei, metoda dimensionării coliviei rotorului, pornind de la valorile impuse pentru caracteristicile de pornire (M_p și I_p); se face apoi verificarea încadrării în limite a solicitărilor electrice (densitatea de curent).

Dimensionarea înfășurării statorului, făcându-se prin metoda obișnuită, a respectării solicitărilor electromagnetice, înseamnă că valorile parametrilor statorului R_1 și $X_{\sigma 1}$ sunt determinate din aceste condiții; de încadrarea în limite a caracteristicilor impuse se ține seama la alegerea solicitărilor electromagnetice și a geometriei creștăturii (tipul creștăturii și dimensiunile istmului).

Valorile parametrilor rotorului (raportați la stator) R'_2 și $X'_{\sigma 2}$ se obțin, în acest caz, din sistemul de ecuații dat de relațiile (10.132, a) și (10.137) ale curentului și respectiv cuplului de pornire.

Pentru simplificarea însă, fără a afecta precizia determinărilor se va avea în vedere observația de la paragraful 10.9.1 pe baza căreia a rezultat relația (10.132, d).

Această relație servește la stabilirea raportului în care se găsește curentul de pornire absorbit de motor (din înfășurarea statorului) $I_p = I_{1k}$ impus prin temă și curentul de scurtcircuit din rotor raportat la stator (pentru circuitul de magnetizare scos la borne) I'_{2k} (curentul real $I'_{2p} = c_1 I'_{2k}$).

Astfel, dacă se consideră în medie, că:

$$I_p = (4,5 \div 6) I_N$$

și

$$I_p = (30 \div 40) \% I_N,$$

din relațiile (10.132, d) și (10.132, b), rezultă:

$$I'_{2p} = I'_{2k} = c_1 I'_{2k} \approx (0,9 \div 0,94) I_p. \quad (10.146)$$

valorile mai mici fiind pentru mașinile de puteri mici, iar cele mari pentru mașinile de puteri mari.

În concluzie, reiese că pentru dimensionarea coliviei rotorului din caracteristicile de pornire M_p și I_p sunt necesare următoarele etape:

- se determină din relația (10.146) curentul I'_{2k} ;
- avînd valorile lui M_p și I'_{2k} impuse, cu relațiile (10.132, b) și (10.137) se formează un sistem ale cărui necunoscute sînt R'_2 și $X'_{\sigma 2}$;
- prin intermediul factorului de raportare, se determină din relațiile (10.125, a) valorile reale ale parametrilor rotorului R_2 și $X_{\sigma 2}$;
- în funcție de calitatea materialului stabilit pentru colivie, rezultă din relațiile (10.78) și (10.78, a) secțiunea barei s_b și a inelului s_l , considerînd cu suficientă aproximație că $R_b \approx (0,7 \div 0,8) R_2$;
- se verifică cu relațiile (10.55, a și b) încadrarea în limite ale densităților de curent;
- se alege forma secțiunii conductorului (barei), rotundă sau dreptunghiulară, rezultînd dimensiunile barei și ale creștăturii rotorului (pentru coliviile turnate dimensiunile creștăturii sînt aceleași ca ale barei, iar pentru cele sudate se prevede un joc de $0,2 \div 0,3$ mm necesar introducerii barei în creștătură);
- se stabilește geometria creștăturii (forma și dimensiunile istmului) și ale coliviei (partea frontală), făcîndu-se o primă determinare, cu relațiile

(10.81) sau (10.81, a) a reactanței $X_{\sigma 2}$; dacă valoarea obținută este apropiată de cea rezultată din sistemul rezolvat, înseamnă că dimensionarea coliviei este bine făcută, iar dacă diferențele sînt mari se acționează asupra factorilor respectivi (dimensiunile barei, în limitele secțiunii determinate, sau ale istmului creștăturii), pînă cînd se obține apropierea dorită.

OBSERVAȚIE. Dacă valorile impuse pentru caracteristicile de pornire M_p și I_p corespund tensiunii nominale U_N , atunci se va avea în vedere să se lucreze cu reactanțele $X_{\sigma 1s}$ și $X'_{\sigma 2s}$ afectate de saturația magnetică. Trecerea de la valorile nesaturate la cele saturate se face cu ajutorul relațiilor (10.123) pentru reactanța statorului și (10.124, b) pentru reactanța rotorului.

Deoarece din rezolvarea sistemului de ecuații constituit cu valorile impuse ale caracteristicilor de pornire, rezultă reactanța saturată a rotorului $X_{\sigma 2s}$, în estimările preliminare pentru dimensionarea coliviei, se poate adopta orientativ, dacă este necesar $X_{\sigma 2s} \approx (0,75 \div 0,85) X_{\sigma 2}$; relația finală de legătură între acestea însă, cu care se efectuează calculele definitive este relația (10.124, b).

10.10. CALCULUL CARACTERISTICILOR MAȘINII ASINCRONE CU PARAMETRII VARIABILI

În această categorie intră motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit, avînd colivia cu bare înalte sau colivie dublă, care au parametri R_2 și $X_{\sigma 2}$ afectați de refularea curentului din bare, deci variabili, în funcție de alunecare. Cum în perioada pornirii alunecarea variază de la $s = 1$, la $s = s_N$, ($s_N = 0,02 \div 0,05$), rezultă că și frecvența din rotor $f_2 = sf_1$ și deci refularea curentului din bare variază de la o valoare maximă pentru $s = 1$, la o valoare minimă pentru funcționarea nominală.

Teoretic, ar trebui ca fiecărei valori a alunecării s să i se asocieze valorile corespunzătoare ale parametrilor afectați $R_2(s)$ și $X_{\sigma 2}(s)$, lucru care ar îngreuna foarte mult calculele necesare; acest lucru este posibil prin utilizarea calculatoarelor electronice.

Practic însă, se constată că la valori mici ale alunecării, influența refulării este atît de mică încît se poate neglija.

De aceea, în funcție de intensitatea refulării curentului din barele rotorului, intervalul de pornire se împarte, așa cum s-a mai menționat (v. paragraful 10.8.4), în două etape:

— *etapa de pornire* pentru $s_m < s < 1$, cînd parametrii sînt afectați de refularea curentului din bare;

— *etapa de funcționare*, pentru $s \leq s_m$, cînd refularea curentului din bare se neglijează și deci parametrii R_2 și $X_{\sigma 2}$ nu mai sînt afectați de aceasta.

Este evident că din etapa de pornire cel mai mult interesează cazul cînd $s = 1$, pentru care se definesc și se impun caracteristicile de pornire, iar din etapa de funcționare cazurile $s = s_m$ căruia îi corespunde cuplul maxim (deci capacitatea de supraîncărcare) și $s = s_N$, căruia îi corespunde regimul nominal de funcționare.

10.10.1. CALCULUL CARACTERISTICILOR MOTORULUI ASINCRON CU COLIVIE CU BARE ÎNALTE

Ca și colivia normală, dimensionarea coliviei cu bare înalte se poate face în două moduri:

- pornind de la solicitările electrice (densitatea de curent), urmată de verificarea caracteristicilor de pornire și funcționare;
- pornind de la caracteristicile de pornire și funcționare impuse, urmată de verificarea solicitărilor electrice.

A. Calculul caracteristicilor de pornire și funcționare, pentru colivia dimensionată în funcție de solicitările electrice (v. paragraful 10.6.2)

Se face folosind metoda analitică sau grafo-analitică menționată, evident avându-se în vedere cele două categorii de caracteristici impuse, corespunzătoare celor două etape: de pornire și de funcționare.

Pe de altă parte, trebuie luată în considerare și tensiunea pentru care se indică aceste caracteristici, în funcție de modul în care se face pornirea și anume:

- dacă pornirea se face cu ajutorul mijloacelor de pornire (Y/Δ, auto-transformator, tensiune redusă etc.) cu scopul reducerii curentului de pornire, atunci determinarea caracteristicilor de pornire se face cu parametrii $R_2(\xi)$ și $X_{\sigma 2}(\xi)$ afectați numai de refularea curentului (v. paragraful 10.8.4);
- dacă pornirea se face prin conectarea directă la tensiunea nominală, când curentul de pornire are valori mari $I_p = (4.5 \div 6.5)I_N$, determinarea caracteristicilor de pornire se face cu parametrii $R_2(\xi)$ și $X_{\sigma 2}(\xi)$ și $X_{\sigma 1s}$, afectați și de refularea curentului și de saturația magnetică a miezului (v. par. 10.8.4 și 10.8.5).

Caracteristicile de funcționare se determină însă întotdeauna cu parametrii R_2 , $X_{\sigma 2}$, R_1 și $X_{\sigma 1}$, calculați fără nici un fel de influență a refurării curentului sau saturației magnetice (v. par. 10.8.2 și 10.8.3).

În cele ce urmează, se va avea în vedere, așa cum se indică de altfel și în norme, cazul în care determinarea caracteristicilor atât de pornire cât și de funcționare se face pentru tensiunea nominală (pentru pornirea prin conectarea directă la rețea); se va da însă o atenție deosebită în acest caz, atunci când caracteristicile de pornire astfel determinate trebuie recalculat pentru alte valori ale tensiunii de alimentare (în funcție de metoda folosită pentru pornire) întrucât acestea depind nu numai de tensiunea U_1 ci, așa cum s-a arătat și de influența saturației magnetice, care pentru $U < U_{1N}$ se neglijează.

Pentru calculul caracteristicilor motorului asincron la tensiunea nominală, având rotorul cu colivie cu bare înalte, sînt necesare următoarele etape:

- se determină, conform paragrafelor 10.8.2 și 10.8.3, parametrii R_1 , $X_{\sigma 1}$, R_2 și $X_{\sigma 2}$, fără influența refurării curentului și saturației magnetice;
- se determină, conform paragrafului 10.8.4, parametrii $R_2(\xi)$ și $X_{\sigma 2}(\xi)$, cu influența refurării curentului din bară;
- se determină apoi, conform paragrafului 10.8.5, parametrii $X_{\sigma 1s}$ și $X_{\sigma 2s}(\xi)$, cu influența atât a refurării curentului cât și a saturației magnetice;

— se efectuează, conform paragrafului 10.8.6, raportarea parametrilor rotorului la stator, obținându-se R_2' , $X_{\sigma 2}'$, $R_2'(\xi)$ și $X_{\sigma 2s}'(\xi)$ (dacă este necesară și $X_{\sigma 2}'(\xi)$).

Caracteristicile de pornire se calculează cu relații similare cu (10.132, a) (și 10.137), însă cu parametrii afectați și de refurarea curentului din bară și de saturația magnetică. Astfel:

— curentul de pornire rezultă:

$$I_p = \sqrt{(I_{0a} + I_{2pa})^2 + (I_a + I_{2pr})^2} \quad [A], \quad (10.147)$$

în care:

$$I_{2p} = c_{1s} I_{2p}' = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + c_{1s} R_2'(\xi))^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s} X_{\sigma 2s}'(\xi))^2}} \quad [A], \quad (10.148, a)$$

este curentul de pornire din secundarul schemei echivalente, raportat la primar, cu componentele (v. și rel. 10.135):

— activă:

$$I_{2pa}' = I_{2p}' \frac{R_1 + c_{1s} R_2'(\xi)}{\sqrt{(R_1 + c_{1s} R_2'(\xi))^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s} X_{\sigma 2s}'(\xi))^2}} \quad [A]; \quad (10.147, b)$$

— reactivă:

$$I_{2pr}' = I_{2p}' \frac{X_{\sigma 1s} + c_{1s} X_{\sigma 2s}'(\xi)}{\sqrt{(R_1 + c_{1s} R_2'(\xi))^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s} X_{\sigma 2s}'(\xi))^2}} \quad [A], \quad (10.147, c)$$

unde, pentru c_{1s} (v. relațiile 10.127, b);

— cuplul de pornire rezultă:

$$M_p = \frac{m_1 R_2'(\xi) I_{2p}'^2}{\Omega_1} = \frac{m_1 p U_1^2 R_2'(\xi)}{\omega_1 [(R_1 + c_{1s} R_2'(\xi))^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s} X_{\sigma 2s}'(\xi))^2]} \quad [Nm]. \quad (10.148)$$

OBSERVAȚIE. Dacă pornirea se face cu mijloace de pornire (care reduc curentul de pornire și deci efectul saturației magnetice), atunci se determină mai întâi caracteristicile de pornire I_{pN} și M_{pN} (pentru U_1 nominal) cu aceleași relații (10.147) și (10.148), însă cu parametrii fără influența saturației magnetice ($X_{\sigma 1}$ și $X_{\sigma 2}'(\xi)$ în loc de $X_{\sigma 1s}$ și $X_{\sigma 2s}'(\xi)$), după care se recalculează valorile reale ale lui I_p și M_p (pentru valoarea redusă a tensiunii), în funcție de mijlocul de pornire utilizat.

Pentru exemplificare se consideră că un motor asincron, de exemplu cu conexiunea înfășurării primare în triunghi, se proiectează cu rotorul în colivie cu bare înalte, urmînd să i se determine caracteristicile de pornire.

— Dacă pornirea se face prin conectare directă la rețea, atunci I_p și M_p se obțin cu relațiile (10.147) și (10.148) pentru parametrii afectați de refurarea curentului și de saturația magnetică.

— Dacă pornirea se face prin metoda Y/Δ, atunci caracteristicile de pornire reale, pentru conexiunea inițială în Y, se determină astfel:

— se calculează mai întâi I_{pN} și M_{pN} pentru U_1 nominal, cu relațiile (10.147) și (10.148), însă cu parametrii afectați numai de refurarea curentului:

$$R_1, X_{\sigma 1}, R_2'(\xi), X_{\sigma 2}'(\xi) \text{ cu } c_1 \approx 1 + \frac{X_{\sigma 1}}{X_m};$$

— se recalculează apoi caracteristicile de pornire reale ținând cont că tensiunea pe fază la conexiunea inițială în Y se reduce în raportul $1/\sqrt{3}$, rezultând:

$$I_{pY} = \frac{I_{pN}}{\sqrt{3}}; M_{pY} = \frac{M_{pN}}{3}.$$

Cum se observă, dacă recalcularea caracteristicilor reale de pornire s-ar fi făcut plecând de la I_p și M_p , corespunzătoare pornirii prin conectare directă la rețea, rezultatele erau afectate de faptul că se lua în considerare și saturația magnetică care, în cazul poririi la tensiune redusă (conexiune Y), este neglijabilă.

Valorile caracteristicilor de pornire astfel determinate, se compară cu cele impuse prin temă sau prin norme; dacă abaterile se încadrează în limitele admisibile, mașina este bine dimensionată, iar dacă nu se încadrează, se acționează în sensul apropiării valorilor, prin schimbarea fie numai a dimensiunilor și geometriei creștăturilor fie și a dimensiunilor mașinii și înfășurărilor.

Caracteristicile de funcționare se calculează similar ca și în cazul coliviei normale, având grijă să se lucreze cu parametrii R_1 , $X_{\sigma 1}$, R_2' și $X_{\sigma 2}'$ fără influența refulării curentului și saturației magnetice, întrucât alunecarea este mică ($s < s_m$), iar curenții sînt apropiați de valoarea nominală.

Rezultă astfel că determinarea acestora se poate face fie prin metoda analitică, cu relațiile (10.138), (10.139), (10.140) și (10.141), fie prin metoda grafo-analitică cu ajutorul diagramei *cercului de funcționare* (sau de lucru), construit, evident, cu parametrii fără influența refulării curentului și fără influența saturației magnetice.

Se remarcă faptul că, în acest caz, uneori se preferă metoda diagramei cercului de lucru ca fiind mai practică.

Valorile caracteristicilor de funcționare astfel determinate se compară, ca și cele de pornire, cu valorile impuse prin temă sau prin norme. În cazul că abaterile sînt mai mari decît cele admisibile se acționează în sensul dorit, prin schimbări de dimensiuni fie numai la creștături, fie și ale mașinii; aceste schimbări însă se vor corela în mod obligatoriu și cu valorile caracteristicilor de pornire.

B. Dimensionarea coliviei în scurtcircuit, cu bare înalte, în funcție de valorile impuse caracteristicilor de pornire și de funcționare precum și verificarea acesteia la solicitările electrice (densitatea de curent)

Deși are la bază același principiu ca și colivia normală, diferă totuși de aceasta, datorită faptului că în cazul barelor înalte intervine influența fenomenului de refulare a curentului asupra parametrilor rotorului. Avînd două perechi de valori pentru parametrii rotorului, adică cu influența refulării curentului și fără influența refulării, rezultă că va trebui să se folosească tot două perechi de valori impuse pentru caracteristici. Pe de altă parte, ca și în cazul coliviei normale, trebuie considerată sau nu (în funcție de valoarea tensiunii U_1) și influența saturației magnetice asupra parametrilor (pentru pornirea cu U_1 nominal, întotdeauna apare și efectul saturației magnetice).

Cele două perechi de caracteristici cu valori impuse sînt:

— caracteristicile de pornire M_p și I_p , din care rezultă parametrii $R_2(\xi)$ și $X_{\sigma 2}(\xi)$, cu influența refulării curentului și saturației magnetice (pentru U_1 nominal);

— caracteristicile de funcționare M_m și s_N sau $\cos \varphi_N$, din care rezultă parametrii R_2 și $X_{\sigma 2}$, neafecțați nici de refularea curentului și nici de saturația magnetică.

Pe baza celor menționate, rezultă că pentru dimensionarea coliviei cu bare înalte (cu influența refulării) sînt necesare următoarele etape (se consideră cazul cînd valorile caracteristicilor impuse corespund lui U_N , adică apare și saturația magnetică):

— se determină din relația (10.146) curentul I_{2p} ;

— se determină cu relația (10.123) valoarea saturată a reactanței statorului $X_{\sigma 1}$;

— avînd perechea de valori impuse (M_p și I_{2p}), cu relațiile (10.147, a) și (10.148) se formează un sistem ale cărui necunoscute sînt $R_2(\xi)$ și $X_{\sigma 2}(\xi)$;

— prin intermediul factorului de raportare, se determină din relațiile (10.125, a) valorile reale ale parametrilor rotorului cu influența refulării curentului și saturației magnetice $R_2(\xi)$ și $X_{\sigma 2}(\xi)$;

— din relația (10.108) se determină rezistența barei cu influența refulării, considerînd cu suficientă aproximație că, inițial, se poate estima (relație orientativă):

$$k_R R_b \approx (0,9 \div 0,92) R_2(\xi). \quad (10.149)$$

În mod similar, se poate estima, dacă este necesar, și raportul în care se găsește valorile saturată și nesaturată ale reactanței rotorului, relație așintită informativ și în observația de la sfîrșitul paragrafului 10.9.3:

$$X_{\sigma 2s}(\xi) \approx (0,75 \div 0,85) X_{\sigma 2}(\xi); \quad (10.149, a)$$

— avînd cea de a doua pereche de valori impuse pentru caracteristicile de lucru M_m și s_N sau $\cos \varphi_N$, cu relațiile (10.139) și (10.140) sau (10.141) se formează un alt sistem ale cărui necunoscute sînt R_2 și $X_{\sigma 2}$, fără influența refulării și fără saturația magnetică (se utilizează de asemenea reactanța $X_{\sigma 1}$ nesaturată);

— prin intermediul factorului de raportare (v. și rel. 11.97, a), se determină din relațiile (10.125, a) valorile parametrilor rotorului R_2 și $X_{\sigma 2}$ neafectate de refulare și saturație. Avînd pe R_2 , rezistența R_b a barei (fără refulare) rezultă din relațiile aproximative:

$$R_b \approx (0,7 \div 0,8) R_2; \quad (10.150)$$

— cînd rezistivitatea inelului este mai mică decît a barei (de exemplu inel de cupru și bare de alaiună):

$$R_b \approx (0,9 \div 0,95) R_2; \quad (10.150, a)$$

— în funcție de calitatea materialului din care se face colivia, pentru valorile lui R_2 și R_b obținute rezultă, din relațiile (10.78, a) secțiunea barei s_b și a inelului de scurtcircuitare s_i ;

— se verifică cu relațiile (10.55, a și b) încadrarea în limite a densităților de curent;

— din raportul valorilor obținute cu relațiile (10.149) și (10.150) rezultă coeficientul echivalent de majorare a rezistenței barei rotorului datorită refulării k_R , iar cu ajutorul relației (10.111) se determină coeficientul k_r de majorare a rezistenței barei, pe porțiunea activă. După cum se știe (v. rel. 10.112, 10.113 și 10.114), din valoarea lui k_r rezultă înălțimea h a barei și deci, pentru s_b determinat, dimensiunile barei și ale creștăturii (pentru colivii turnate dimensiunile creștăturii sînt aceleași ca ale barei, iar pentru colivii sudate se prevede un joc de $0,2 \div 0,3$ mm, necesar introducerii barei în creștătură);

— din compararea celor două valori obținute pentru reactanța $X_{\sigma 2}(\xi)$ și $X_{\sigma 2}$ și ținînd cont de relația (10.149, a), se obțin indicații orientative și asupra coeficientului k_X , respectiv k_s de micșorare a reactanței, datorită refulării curentului din bară;

— se stabilește geometria creștăturii (forma și dimensiunile istmului) și ale coliviei, după care se calculează valorile parametrilor rotorului R_r , $X_{\sigma 2}$, $R_s(\xi)$, $X_{\sigma 2}(\xi)$ și $X_{\sigma 2s}(\xi)$, comparîndu-se cu cele obținute din ecuațiile formate cu valorile caracteristicilor impuse.

Dacă diferențele sînt mari, se acționează asupra dimensiunilor și geometriei creștăturii (mai rar asupra dimensiunilor mașinii) pînă cînd se obține apropierea dorită.

După stabilirea definitivă a dimensiunilor coliviei și creștăturii se determină valorile exacte ale parametrilor, cu ajutorul cărora se calculează din nou caracteristicile de pornire și funcționare ale mașinii.

OBSERVAȚIE. Cele menționate în acest paragraf despre colivia cu bare înalte sînt valabile și pentru celelalte tipuri de colivii cu refulare (trapezoidale și speciale), particularitățile prezentate fiind legate de modul în care se determină influența refulării curentului din bară, asupra parametrilor.

10.10.2. CALCULUL CARACTERISTICILOR MOTORULUI ASINCRON CU COLIVIE DUBLĂ

Cum s-a menționat (v. paragraful 10.6.1 B), colivia dublă se utilizează la puteri mai mari decît celelalte tipuri de colivii, datorită reunirii caracteristicilor bune atît la pornire cît și la funcționare. Aceasta deoarece, dispunînd în rotor de două înfășurări „înfășurarea de pornire” p cu rezistență mare și reactanță de scăpări mică și „înfășurarea de lucru” l , cu rezistență mică și cu reactanța de scăpări mare, se pot atinge valori ale coeficientului de majorare a rezistenței k_r mult mai mari decît la rotorul cu bare înalte. La viteze de rotație mici (alunecări mari), înfășurarea de lucru conduce un curent relativ mic din cauza reactanței de scăpări mari, iar înfășurarea de pornire cu reactanță de scăpări mică conduce un curent relativ mare, astfel că motorul pornește cu un cuplu de pornire mare.

La viteze de rotație mari, apropiate de cea nominală (alunecări mici), reactanța de scăpări dispare ($f_2 = s_N f_1 \approx 0$), astfel că repartitia curentului din rotor pe cele două înfășurări este dictată de rezistențele înfășurărilor, adică prin înfășurarea de lucru trece un curent mare, iar prin cea de pornire trece un curent mic. Deci la motoarele cu colivie dublă, la viteze mici, curentul este refulat în barele superioare; din această cauză și motoarele cu colivie dublă pot fi considerate ca făcînd parte dintre motoarele cu refularea curentului.

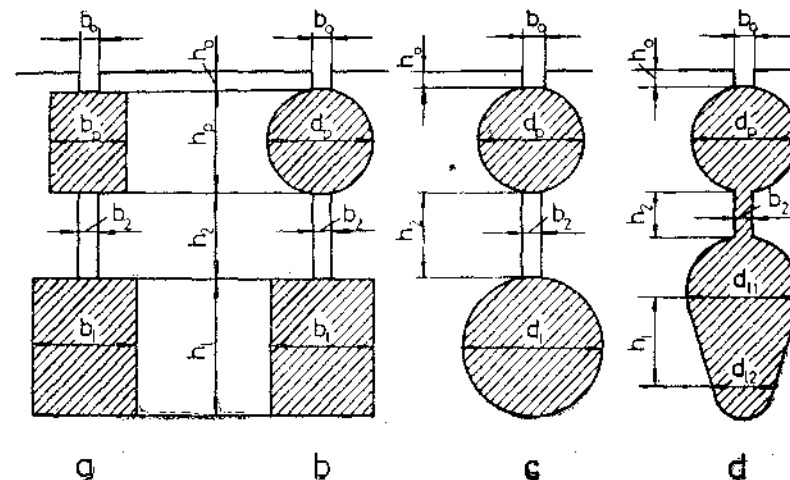


Fig. 10.77. Formele cele mai utilizate ale creștăturilor pentru rotorul în scurt-circuit cu colivie dublă.

Formele cele mai utilizate ale creștăturilor pentru colivie dublă, sînt cele indicate în figura 10.77. Forma din figura 10.77, d se utilizează în cazul cînd înfășurarea se execută prin turnare din aluminiu.

Cum se vede, valoarea redusă a reactanței de scăpări a coliviei de pornire (superioară) față de cea de lucru sau de funcționare (inferioară) se realizează, în primul rînd, prin forma care se dă celor două părți ale creștăturii. Partea de sus, denumită *creștătură superioară* (v. fig. 10.77), se face, cel mai frecvent, rotundă (formă de minimă reactanță), iar partea de jos denumită *creștătură inferioară* se face dreptunghiulară sau rotundă. Creștătura inferioară este legată de cea superioară cu un canal îngust numit *istm intermediar*, care asigură creștăturii inferioare o reactanță de scăpări mare.

În al doilea rînd, diferența de reactanță de scăpări dintre cele două creștături este asigurată printr-un fenomen de refulare a curentului între cele două colivii. Creștătura inferioară este înălțuită de cea mai mare parte din fluxul magnetic al creștăturii superioare, care, în loc să se închidă prin însăși creștătura sau istmul dintre creștături, se închide în majoritate pe drumul de minimă reluctanță magnetică al jugului rotorului, înconjurînd astfel ambele creștături, pe cînd creștătura superioară este înălțuită numai de o mică parte din fluxul magnetic al creștăturii inferioare, flux care se închide, în cea mai mare parte, pe dedesubtul creștăturii superioare, adică pe drumul canalului lung și îngust dintre cele două creștături — istmul intermediar (h_2 , b_2 din fig. 10.77), a cărui reluctanță magnetică este mai mică decît a istmului comun h_0 , b_0 .

Capetele barelor de pornire p și de lucru l , pot fi legate între ele prin inele de scurtcircuitare separate sau comune, așa cum se indică în figura 10.78. Deoarece etapele de intervenție ale celor două colivii sînt diferite, rezultă că, încălzirea barelor p este mult mai mare decît a barelor l și invers în funcționare, ceea ce face ca dilatățile barelor să se facă diferit. Din această cauză, în mod normal, cele două colivii se prevăd cu *inele de scurtcircuitare separate* (fig. 10.78, a și b); inelul de scurtcircuitare comun (fig. 10.78, c) se face de obicei, în cazul coliviilor turnate din aluminiu cînd o dată cu coliviile se toarnă și cele două inele.

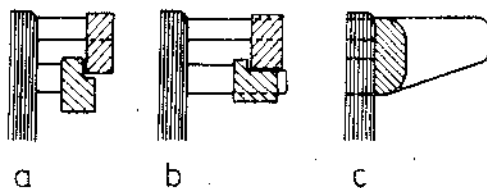


Fig. 10.78. Forme constructive pentru inelele de scurtcircuitare în cazul coliviei duble.

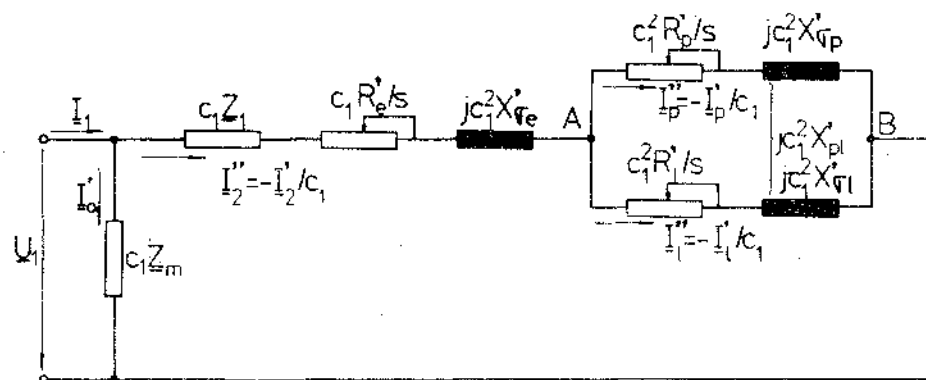


Fig. 10.79. Schema echivalentă cu circuitul de magnetizare scos la borne, a mașinii asincrone cu colivie dublă.

Calculul caracteristicilor motorului asincron cu colivie dublă se poate face pornind de la schema echivalentă cu circuitul de magnetizare scos la borne, sub forma cea mai completă, indicată în figura 10.79, în care semnificațiile parametrilor din rotor, în conformitate și cu figura 10.80, sint următoarele:

R'_p , $X'_{\sigma p}$, R'_l și $X'_{\sigma l}$ sunt rezistențele și reactanțele de scăpări raportate la stator, ale coliviei de pornire (p), respectiv de lucru (l). Fiecare pereche de valori este asociată unui singur curent: R'_p și $X'_{\sigma p}$ — curentului I'_p , iar R'_l și $X'_{\sigma l}$ — curentului I'_l ;

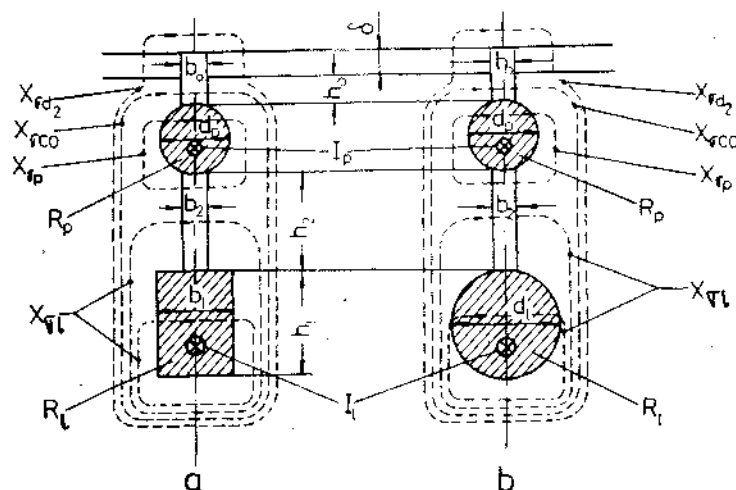


Fig. 10.80. Rezistențele și reactanțele de scăpări, pentru colivie dublă.

R'_e și $X'_{\sigma e}$ — rezistența și reactanța de scăpări, raportate la stator, comune ambelor înfășurări din rotor, asociate deci curentului total din rotor raportat la stator $I'_2 = I'_l + I'_p$;

X'_{pl} — reactanța, raportată la stator, corespunzătoare inductanței mutuale dintre înfășurările p și l .

Rezistența comură R_e și rezistențele R_p și R_l de fază depind de construcția inelelor de scurtcircuitare ale înfășurărilor rotorului. Astfel, la execuțiile cu inele de scurtcircuitare comune se consideră:

$$R_e = \frac{R_l}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_s} \right)},$$

$$R_p = R_{lp},$$

$$R_l = R_{ll},$$
(10.151)

iar la execuțiile cu inele de scurtcircuitare separate:

$$R_e = 0,$$

$$R_p = R_{bp} + \frac{R_{lp}}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_s} \right)},$$

$$R_l = R_{bl} + \frac{R_{ll}}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_s} \right)},$$
(10.151, a)

în care R_l , $R_{lp(l)}$, R_{bp} și R_{bl} sunt rezistențele, pe fază, ale inelului sau inelelor și respectiv barelor de pornire și de lucru, determinate cu relațiile (10.78, a).

Reactanța comună $X_{\sigma e}$ corespunde fluxului magnetic de scăpări secundar, înălțuit cu cele două înfășurări (colivii) din rotor.

Atît valoarea ei, cît și a reactanțelor $X_{\sigma p}$ și $X_{\sigma l}$ de fază depind; ca și rezistențele, de construcția inelelor de scurtcircuitare ale înfășurărilor rotorului.

Astfel (v. fig. 10.80), la execuțiile cu inele de scurtcircuitare comune se consideră:

$$X_{\sigma e} = X_{\sigma d2} + X_{\sigma co} + X_{\sigma f2},$$

$$X_{\sigma p} = X_{\sigma cp},$$

$$X_{\sigma l} = X_{\sigma cl},$$
(10.152)

iar la execuțiile cu inele de scurtcircuitare separate:

$$X_{\sigma e} = X_{d2} + X_{\sigma co},$$

$$X_{\sigma p} = X_{\sigma cp} + X_{\sigma fp},$$

$$X_{\sigma l} = X_{\sigma cl} + X_{\sigma fl},$$
(10.152, a)

în care:

$X_{\sigma d2}$ este reactanța de scăpări diferențiale a rotorului;

$X_{\sigma co}$ — reactanța de scăpări a istmului comun ambelor creștături (h_0 , b_0);

X_{af2} — reactanța de scăpări în părțile frontale ale coliviilor cu inel comun;

$X_{ocp(l)}$ — reactanța de scăpări corespunzătoare porțiunii din creștătură a coliviei de pornire (p) sau de lucru (l);

$X_{afp(l)}$ — reactanța de scăpări în părțile frontale, a coliviei de pornire (p) sau de lucru (l).

Impedanța echivalentă a rotorului Z_E (în valori raportate Z'_E) între punctele A și B ale ramificației din schema reprezentată în figura 10.79 se obține din ecuațiile curenților și tensiunilor:

— pentru curenți:

$$I''_2 = I''_p + I''_l; \quad (10.153)$$

— pentru tensiunea între A și B:

$$Z_E I''_2 = \left(\frac{R'_p}{s} + jX'_{op} \right) I''_p + jX'_{pl} I''_l \quad (10.153, a)$$

și

$$Z_E I''_2 = \left(\frac{R'_l}{s} + jX'_{ol} \right) I''_l + jX'_{pl} I''_p.$$

Dacă se folosesc notațiile:

$$\begin{aligned} R' &= R'_p + R'_l, \\ X' &= X'_{pp} + X'_{ll}, \\ X'_{pp} &= X'_{op} - X'_{pl}, \\ X'_{ll} &= X'_{ol} - X'_{pl}, \end{aligned} \quad (10.154)$$

din rezolvarea sistemului de ecuații format cu relațiile (10.153) și (10.153, a) se obține ([25], vol. IV):

$$I''_p = \frac{\frac{R'_l}{s} + jX'_{ll}}{\frac{R'}{s} + jX'} I''_2; \quad (10.155)$$

$$I''_l = \frac{\frac{R'_p}{s} + jX'_{pp}}{\frac{R'}{s} + jX'} I''_2.$$

Înlocuind acești curenți într-una din ecuațiile date de relațiile (10.153, a) și dacă se scrie impedanța echivalentă sub forma:

$$Z_E = \frac{R'_E}{s} + jX'_E,$$

după separarea părții reale de cea imaginară se obține ([25], vol. IV):

$$\begin{aligned} R'_E &= \frac{R'_p R'_l R' + s^2 (R'_p X'^2_{ll} + R'_l X'^2_{pp})}{R'^2 + s^2 X'^2}, \\ X'_E &= \frac{(R'_p X'_{ol} + R'_l X'_{op}) R' - R'_p R'_l X' + s^2 (X'_{op} X' - X'^2_{pl})}{R'^2 + s^2 X'^2}. \end{aligned} \quad (10.156)$$

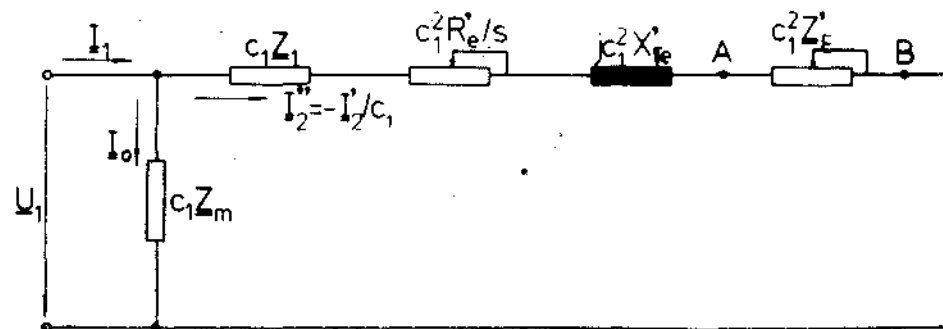


Fig. 10.81. Varianta simplificată a schemei echivalente din figura 10.79.

Cu aceste notații, schema echivalentă din figura 10.79, se poate pune sub forma reprezentată în figura 10.81.

Dacă, în continuare, pentru impedanța totală a rotorului se folosește notația:

$$Z'_E = \frac{R'_E}{s} + jX'_{E2}, \quad (10.157)$$

cu:

$$R'_E = R'_E + R'_E, \quad (10.157, a)$$

și:

$$X'_{E2} = X'_{E2} + X'_{E2}.$$

atunci, printr-o nouă simplificare, schema echivalentă a motorului asincron cu dublă colivie devine cea reprezentată în figura 10.62.

În felul acesta, este posibil ca determinarea caracteristicilor de pornire și de funcționare ale motorului asincron cu colivie dublă, să se facă cu aceleași relații analitice ca ale motorului cu colivie normală și bare înalte.

Astfel, curentul de pornire se calculează cu relația (10.132, a), iar cuplul de pornire cu relația (10.137), când nu se iau în considerație refularea curentului în bara de lucru și saturația magnetică; când se au în vedere și aceste influențe atunci curentul de pornire se determină cu relațiile (10.147), iar cuplul de pornire cu relația (10.148) (se va ține cont că saturația magnetică modifică atât pe X'_{o1} de la stator cât și pe X'_{oe} de la rotor).

Caracteristicile de funcționare se determină cu relațiile (10.138), (10.139), (10.140) și (10.141); se are în vedere însă, că în acest caz, (la alunecări mici $s \ll s_m$) distribuția curenților în cele două colivii este dictată numai de rezistențele acestora, ca în curent continuu. Valorile parametrilor care intervin deci în regimul de lucru, cu care se determină caracteristicile de funcționare, se obțin din relațiile (10.156), în care pentru $X'_{EC}/R'_{EC} \geq 4$, valoare obișnuită, se neglijează termenii X'_{op} , X'_{pl} și cu s^2 , rezultând ([25], vol. IV):

$$\begin{aligned} R'_{EC} &= \frac{R'_p R'_l}{R'_p + R'_l}, \\ X'_{EC} &= \left(\frac{R'_p}{R'_p + R'_l} \right)^2 X'_{ol}, \end{aligned} \quad (10.158)$$

(dacă $X'_{EC}/R'_{EC} < 4$, atunci se neglijează decît termenii cu s^2), iar parametrii impedanței totale a rotorului (v. rel. 10.157 și 10.157, a) vor fi:

$$R'_2 = R'_E + R'_{EC} \text{ și } X'_{E2} = X'_{E2} + X'_{EC}. \quad (10.158, a)$$

În acest caz, la funcționare relațiile de determinare a curenților din bare sînt (v. și rel. 10.56):

$$I_{2N} = I_l + I_p,$$

$$I_p R_p = I_l R_l,$$

din care se obțin:

$$I_l = I_{2N} \frac{R_p}{R_p + R_l} \text{ și } I_p = I_{2N} \frac{R_l}{R_p + R_l}, \quad (10.159)$$

unde:

$$I_{2N} = I_{2N}' \frac{2m_1 \omega_1 k_{\omega 1}}{Z_2},$$

iar:

$$I_{2N}' = c_1 I_{2N}''.$$

Rezultă astfel curenții I_p și I_l , pentru funcționarea nominală, cu ajutorul cărora se calculează densitățile de curent din colivii și din inelele de scurtcircuitare respective.

Curentul I_p se poate determina din relația (10.136, a) pentru alunecarea nominală, parametrii echivalenți ai rotorului R_2' și $X_{\sigma 2}'$, fiind obținuți cu relațiile (10.158, a). De asemenea, drept curent nominal din rotor se poate considera și cel determinat cu relațiile (10.53) sau (10.53, c), a cărui valoare trebuie să fie apropiată de cea determinată cu relația (10.136, a).

La începutul paragrafului, s-a menționat că, în cazul rotorului cu dublă colivie, se pot atinge valori ale coeficientului de majorare a rezistenței k_r , mult mai mari decît la rotorul cu bare înalte. Într-adevăr, definind:

$$k_r = \frac{R_F}{R_{EC}} = \frac{R_E'}{R_{EC}} \quad (10.160)$$

și:

$$k_x = \frac{X_E}{X_{EC}} = \frac{X_E'}{X_{EC}},$$

în care R_E' și X_E' sînt cei din relațiile (10.156), iar R_{EC}' și X_{EC}' din relațiile (10.158) și analizînd cele două expresii obținute în funcție de raportul X_{EC}/R_{EC} se constată următoarele ([25], vol. IV):

— coeficientul k_r devine maxim pentru $\frac{R_p}{R_l} \approx \frac{X_{EC}}{R_{EC}}$;

— coeficientul k_r maxim, al rotorului cu colivie dublă, este întotdeauna mai mare decît al rotorului cu bare înalte echivalent la regimul nominal (cu aceleași valori ale lui R_{EC} și X_{EC});

— pentru $X_{EC}/R_{EC} < 6$, k_r este mai mic decît al rotorului cu bare înalte echivalent, iar pentru $X_{EC}/R_{EC} > 6$, k_r este mai mare.

În concluzie, pentru obținerea unui factor de putere cît mai mare posibil, la regimul nominal și o capacitate de supraîncărcare suficientă, raportul X_{EC}/R_{EC} nu trebuie ales prea mare.

Orientativ, se pot considera limitele (fără a fi obligatorii):

$$\frac{X_{EC}}{R_{EC}} = 4 \div 8. \quad (10.169, a)$$

A. Determinarea parametrilor coliviei duble

Se face avînd în vedere atît relațiile de calcul stabilite în paragraful 10.8, cît și particularitățile menționate mai sus. De asemenea trebuie ținut cont și de influența celorlalți factori, în special refularea curentului din bară, care depinde în primul rînd, de alunecarea mașinii și în al doilea rînd, de forma și dimensiunile coliviilor.

Astfel, în cazul cînd barele coliviilor sînt dreptunghiulare, se poate considera influența refulării curentului asupra parametrilor, mai ales la colivia de lucru, dacă barele au o înălțime relativ mare, adică la puteri mari. În celelalte cazuri, practic, această influență se poate neglija.

Rezistențele active ale înfășurării rotorului cu dublă colivie, în cazul cînd nu se ține cont de influența refulării curentului din bare, sînt cele indicate în relațiile (10.151) și (10.151, a), determinarea lor făcîndu-se cu relațiile (10.78, a).

Pentru coliviile de forma reprezentată în figura 10.77, a și b cînd $h_l > 1,2$ cm (la colivia de cupru) și $h_l > 1,5$ cm (la colivia din aluminiu) rezistențele, cu influența refulării curentului (pentru $s > s_m$) sînt:

— pentru inele de scurtcircuitare comune (v. și rel. 10.151):

$$R_r = \frac{R_l}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_s} \right)},$$

$$R_p = R_{bp} \quad (10.161)$$

$$R_l(\xi) = k_R R_{bl};$$

— pentru inele de scurtcircuitare separate (v. și rel. 10.151, a):

$$R_r = 0,$$

$$R_p = R_{bp} + \frac{R_{lp}}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_s} \right)}, \quad (10.161, a)$$

$$R_l(\xi) = k_R R_{bl} + \frac{R_{ll}}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_s} \right)},$$

în care, coeficientul echivalent de majorare a rezistenței rotorului k_R se determină ca în paragraful 10.8.4, relațiile (10.111) și (10.112).

Reactanțele înfășurărilor rotorului cu colivie dublă, menționate în schema echivalentă din figura 10.79 și în relațiile (10.152) și (10.152, a) se determină cu relația (10.81) sau (10.81, a). De exemplu:

— reactanța de scăpări diferențiale este (v. rel. 10.81, a):

$$X_{\sigma d 2} = 7,9 f l_l \cdot 10^{-8} \lambda_{d 2} \quad [\Omega];$$

— reactanța de scăpări pe porțiunea din creștătură a coliviei de pornire este:

$$X_{\sigma r p} = 7,9 f l_l \cdot 10^{-8} \lambda_{r p} \quad [\Omega]$$

și în mod similar pentru fiecare reactanță.

Permeanțele geometrice specifice care intervin, în acest caz, în calculul reactanțelor, sînt :

— *permeanța geometrică specifică a scăpărilor diferențiale* λ_{d2} , se determină conform paragrafului 10.8.3 B, relația (10.96); dacă pornirea se face cu U_1 nominal (și pentru $I_p/I_N > 3$), atunci se consideră valoarea saturată a permeanței, obținută cu relația (10.122, a);

— *permeanța geometrică specifică prin istmul comun* (fig. 10.77), este :

$$\lambda_{co} = \frac{h_0}{b_0}, \quad (10.162)$$

cînd pornirea se face la tensiune redusă (fără influența saturației magnetice) sau :

$$\lambda_{co,s} = \frac{h_0}{b_0''}, \quad (10.162, a)$$

cînd pornirea se face cu tensiunea U_1 nominală (cu influența saturației magnetice), b_0'' fiind determinat cu relațiile (10.121);

— *permeanța geometrică specifică a scăpărilor frontale* λ_{f2} , în cazul coliviei cu inel comun, se determină cu relația (10.104), avînd în vedere că în aceste cazuri inelul (obținut prin turnarea aluminiului) este de regulă lipit de miezul feromagnetic;

— *permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătură, a coliviei de pornire* λ_{cp} este :

— pentru creștătură rotundă :

$$\lambda_{cp} = 0,66; \quad (10.163)$$

— pentru creștătura dreptunghiulară :

$$\lambda_{cp} = \frac{h_p}{3b_p}; \quad (10.163, a)$$

— *permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătură, a coliviei de lucru* λ_{cl} , fără influența refulării curentului este :

— pentru creștătura din figura 10.77, a :

$$\lambda_{cl} = \frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_2} + \frac{h_p}{b_p}; \quad (10.164)$$

— pentru creștătura din figura 10.77, b :

$$\lambda_{cl} = \frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_2} + 1,32. \quad (10.164, a)$$

Dacă trebuie să se ia în considerare fenomenul de refulare a curentului din bara de lucru ($h_1 > 1,2$ cm pentru Cu și $h_1 > 1,5$ cm pentru Al), atunci în relațiile (10.164) și (10.164, a) primul termen se înmulțește cu coeficientul de mișcare a reactanței k_X , adică :

— pentru creștătura din figura 10.77, a :

$$\lambda_{cl}(\xi) = k_X \frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_2} + \frac{h_p}{b_p}; \quad (10.164, b)$$

— pentru creștătura din figura 10.77, b :

$$\lambda_{cl}(\xi) = k_X \frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_2} + 1,32. \quad (10.164, c)$$

în care k_X se determină cu relația (10.111, a);

— pentru creștătura din figura 10.77, c :

$$\lambda_{cl} = 0,66 + \frac{h_2}{b_2} + 1,32; \quad (10.164, d)$$

— pentru creștătura din figura 10.77, d, conform [9] :

$$\lambda_{cl} \approx 0,66 + \frac{2h_1}{3(d_1 + d_2)} + \frac{h_2}{b_2} + 1,32; \quad (10.164, e)$$

OBSERVAȚIE. În primii termeni ai relațiilor (10.163, a), (10.164) și (10.164, a, b, c), în mod normal, la numărător, prin h_p și h_i se înțelege înălțimea barelor din creștăturile respective. Deoarece jocul barelor în creștătură, pe înălțime, este mic în comparație cu înălțimea acestora, se poate folosi (prin h_p și h_i), chiar înălțimea creștăturilor.

— *permeanța geometrică specifică, corespunzătoare inducției mutuale* dintre cele două colivii (de pornire și de lucru), λ_{pi} este :

— pentru creștătura coliviei de pornire, rotundă :

$$\lambda_{pi} = \frac{\pi}{4} = 0,785; \quad (10.165)$$

— pentru creștătura coliviei de pornire dreptunghiulară :

$$\lambda_{pi} = \frac{h_p}{2b_p}. \quad (10.165, a)$$

Parametrii reali ai rotorului cu dublă colivie, astfel determinați se raportează la stator conform paragrafului 10.8.6.

OBSERVAȚII

1) Termenul „1,32” din relațiile permeanței geometrice specifice a scăpărilor în creștătură pentru colivia de lucru, reprezintă contribuția creștăturii de pornire rotunde, la permeanța geometrică totală de scăpări în creștătură a coliviei inferioare.

Cu o precizie mai mare [12], [25] această permeanță este (v. fig. 10.77, b, c și d) :

$$\lambda = \arcsin \sqrt{1 - \left(\frac{b_0}{d_p}\right)^2}, \quad (10.166)$$

a cărei valoare pentru limitele $\frac{1}{5} < \frac{b_0}{d_p} < \frac{1}{3}$, cele mai folosite, rezultă : $\lambda \approx 1,32$.

2) Se menționează din nou că afectarea parametrilor de către fenomenul de refulare a curentului se consideră numai pentru alunecări mari ($s > s_m$); de asemenea, afectarea acestora de saturația magnetică se consideră numai pentru cazul pornirii prin cuplare directă la rețea (la tensiunea nominală). La funcționarea nominală, efectul ambelor fenomene asupra parametrilor se neglijează.

B. Dimensionarea coliviei duble, în funcție de valorile impuse caracteristicilor de pornire și de funcționare, precum și verificarea acestora la solicitările electrice (densitatea de curent)

Se face similar ca la rotorul cu bare înalte.

Astfel, cu valorile caracteristicilor de pornire M_p și I_p se determină valorile parametrilor rotorului la pornire, ponderea avînd-o în acest caz colivia de pornire întrucît la alunecări mari refularea curentului din rotor

este mare. Dacă determinarea se face pentru tensiunea nominală, atunci se are în vedere că valorile parametrilor, la pornire, sînt afectate și de saturația magnetică (adică se vor folosi $X_{\sigma 1s}$ de la stator și $X_{\sigma 2s}$ și $X_{\sigma 0s}$ — vezi rel. (10.152, a) — de la rotor).

Cu valorile caracteristicilor de funcționare M_m și s_N sau $\cos \varphi_N$, se determină valorile parametrilor rotorului la funcționare, ponderea avînd-o în acest caz, colivia de lucru, iar parametrii nu sînt afectați nici de refulare nici de saturația magnetică.

Pe baza celor menționate, rezultă că, pentru dimensionarea coliviei duble, în funcție de valorile impuse caracteristicilor pentru U_1 nominal, sînt necesare următoarele etape:

- avînd curentul de pornire din stator I_{1p} impus (se notează și cu indicele „1” pentru a nu se confunda cu I_p din colivia de pornire), se determină mai întîi din relația (10.146), curentul I_{2p} ;

- avînd perechea de valori impuse (M_p și I_{2p}) cu relațiile (10.147, a) și (10.148), se formează un sistem, ale cărui necunoscute sînt $R_{2(s=1)}$ și $X_{\sigma 2s(s=1)}$ (pentru stator se va lua $X_{\sigma 1s}$);

- prin intermediul factorului de raportare se determină din relațiile (10.125, a) valorile reale ale parametrilor rotorului cu influența atît a refulării curentului (dacă este cazul — pentru bare dreptunghiulare), cît și a saturației magnetice $R_{2(s=1)}$ și $X_{\sigma 2s(s=1)}$;

- pe baza relațiilor (10.157, a) și (10.161) sau (10.161, a) se poate scrie:

$$R_E \approx (0,75 \div 0,8) R_{2(s=1)}; \quad (10.167)$$

— cînd inelele de scurtcircuitare sînt separate:

$$R_E = R_{2(s=1)}; \quad (10.167, a)$$

- avînd cea de a doua pereche de valori impuse, pentru caracteristicile de lucru M_m și s_N sau $\cos \varphi_N$, cu relațiile (10.139) și (10.140) sau (10.141) se formează un alt sistem ale cărui necunoscute sînt R_2 și $X_{\sigma 2}$ fără refulare și fără saturația magnetică (se utilizează, de asemenea, reactanța $X_{\sigma 1}$ nesaturată). În cazul în care s_N sau $\cos \varphi_N$ nu se impun și nici nu se adoptă, atunci din relația (10.139) se determină $X_{\sigma 2}$ (respectiv $X_{\sigma 2s}$), iar după ce se stabilește $X_{\sigma c}$ (vezi mai jos) și se determină cu relația (10.171, a) X_{EC} , se adoptă raportul X_{EC}/R_{EC} , astfel încît $\cos \varphi$ să fie cît mai mare. Din valoarea raportului rezultă R_{EC} și apoi R_1 ;

- prin intermediul factorului de raportare, se determină din relațiile (10.125, a) valorile lui R_2 și $X_{\sigma 2}$ la funcționarea nominală;

- cu relațiile (10.167) sau (10.167, a), în funcție de construcția inelului de scurtcircuitare (comun sau separate) se determină rezistența echivalentă R_{EC} , cînd se cunoaște R_2 la $s = s_N$. Astfel:

— cînd inelul de scurtcircuitare este comun:

$$R_{EC} \approx (0,75 \div 0,8) R_{2(s=s_N)}; \quad (10.168)$$

— cînd inelele de scurtcircuitare sînt separate:

$$R_{EC} = R_{2(s=s_N)}; \quad (10.168, a)$$

— din relațiile (10.157, a) și (10.158), pentru valorile neraportate ale parametrilor și ținînd cont de raportul de mărime dintre aceștia, se poate estima inițial:

$$R_{EC} \approx (0,85 \div 0,9) R_1; \quad (10.169)$$

de unde rezultă valoarea rezistenței R_1 . Avînd pe R_1 , se determină rezistența R_{b1} a barei coliviei de lucru, fie cu relația (10.151) pentru cazul în care inelul de scurtcircuitare este comun, fie cu relația (10.150), pentru cazul în care inelele de scurtcircuitare sînt separate (R_1 , ca și R_2 , este rezistența pe fază);

- în funcție de calitatea materialului folosit pentru colivia de lucru și de valoarea obținută pentru rezistența barei R_{b1} , se determină, din relațiile (10.78, a), secțiunea orientativă s_{b1} a barei;

- se verifică cu relația (10.55) dacă densitatea de curent din bara coliviei de lucru, este în limitele admisibile sau nu. Astfel:

$$J_{L1} = \frac{I_1}{s_{b1}} \leq J_{\text{admis}} \quad (10.170)$$

După cum se observă, verificarea încadrării în limite a densității de curent, trebuie făcută în primul rînd pentru colivia de lucru. Valoarea exactă a curentului I_1 se determină cu relațiile (10.159), după definitivarea coliviilor și deci a valorilor rezistențelor R_p și R_1 .

Pentru o estimare preliminară însă, se poate considera orientativ:

$$I_1 = (0,85 \div 0,9) I_{2N}. \quad (10.170, a)$$

Verificarea din punct de vedere termic a coliviei de pornire, constă în determinarea capacității termice a acesteia, în funcție de condițiile impuse pornirii de către agregatul antrenat [1].

În caz că densitatea nu se încadrează în limite, atunci se impune densitatea în limite și se recalculează secțiunea barei. Se stabilesc apoi definitiv secțiunile și profilele standardizate atît ale barelor, cît și ale inelelor de scurtcircuitare.

Dacă barele și inelele de scurtcircuitare sînt din același material sau admit densități de curent apropiate, atunci pornind de la relațiile dintre curenții din bare și inelele de scurtcircuitare respective (rel. 10.51) și dintre densitățile de curent admisibile ($J_1 \approx 0,75 J_2$) rezultă secțiunea inelului s_i , în funcție de secțiunea s_b a barei:

$$s_i \approx \frac{s_b}{1,5 \sin \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)} \quad [\text{mm}^2]. \quad (10.170, b)$$

Cu secțiunile obținute din STAS-ul de conductoare, se recalculează valorile rezistențelor R_{L1} , R_{L2} și R_1 . Se estimează, de asemenea, o configurație a părților frontale ale coliviilor, cu dimensiunile exacte, pentru colivia de lucru (sau pentru inelul de scurtcircuitare comun) și cu forma aproximativă, pentru colivia de pornire;

- se stabilesc geometria și dimensiunile istmului comun (h_0/b_0), similar ca la colivia normală sau cu bare înalte (v. paragraful 10.6.2 D), apoi se determină cu relațiile (10.162) sau (10.162, a) permeanțele geometrice specifice λ_{c0} , respectiv λ_{c0s} ;

- se determină cu relația (10.96) permeanța specifică diferențială λ_{a2} și cu relația (10.122, a) λ_{a2s} (pentru pornirea cu U_1 nominal);

- se determină cu relația (10.104) λ_{2f} , cînd inelul de scurtcircuitare este comun (lipit de miez), sau cu relația (10.104, a) permeanța frontală λ_{f1} a coliviei de lucru, cînd inelele sînt separate;

- se determină, mai întîi cu relațiile (10.81, a) reactanțele respective ($X_{\sigma a2}$, $X_{\sigma c0}$, $X_{\sigma f2}$ sau $X_{\sigma f1}$), apoi cu relația (10.152) sau (10.152, a), reactanța $X_{\sigma c}$ comună ambelor colivii (atît valoarea saturată cît și nesaturată);

• din relațiile (10.157, a) se determină pentru valoarea lui $X_{\sigma 2(s=1)}$, în cazul pornirii, reactanța echivalentă:

$$X_E = X_{\sigma 2(s=1)} - X_{\sigma es}, \quad (10.171)$$

$X_{\sigma es}$ fiind reactanța de scăpări comună, cu influența saturației magnetice (dacă pornirea se face prin cuplarea directă la rețea).

De asemenea, cu relațiile (10.158, a) se poate determina pentru valoarea lui $X_{\sigma 2(s=s_N)}$ la funcționarea nominală, reactanța echivalentă:

$$X_{EC} = X_{\sigma 2(s=s_N)} - X_{\sigma es}, \quad (10.171, a)$$

$X_{\sigma es}$ fiind reactanța comună, fără influența saturației magnetice;

• se estimează valorile permeanței geometrice specifice ale scăpărilor în creștătură, pentru colivia de pornire λ_{cp} și permeanței geometrice specifice corespunzătoare inducției mutuale dintre creștături λ_{pl} .

În cazul cînd colivia de pornire are creștătură rotundă, valoarea acestora este stabilită de relațiile (10.163) pentru λ_{cp} și respectiv (10.165) pentru λ_{pl} ; cînd creștătura coliviei de pornire este dreptunghiulară se estimează mai întîi raportul h_p/b_p (obișnuit $1 \div 2$), apoi cu relațiile (10.163, a) și (10.165, a) rezultă permeanțele geometrice respective. Pentru valorile permeanțelor geometrice specifice estimate, se determină cu relația (10.81, a) reactanțele $X_{\sigma p}$ și X_{pl} , corespunzătoare:

• avînd toți ceilalți parametri necesari, precum și valorile lui R_E (relațiile 10.167) și X_E (rel. 10.171), cu relațiile (10.156) se formează un sistem în care necunoscutele sînt (pentru parametrii neraportați) R_p și $X_{\sigma t}$. După cum se observă, sistemul este de gradul al treilea cu variabilele neseparabile, a cărui rezolvare este foarte dificilă.

De aceea, în literatura de specialitate [25], se menționează că în cazul pornirii (cînd se neglijează $X_{\sigma p}$, X_{pl} și R_t) se obțin relațiile aproximative (vezi și fig. 10.79):

$$\begin{aligned} R_p &\approx \frac{R_E^2 + X_E^2}{R_E}; \\ X_{\sigma t} &\approx \frac{R_E^2 + X_E^2}{X_E}. \end{aligned} \quad (10.172)$$

Ca și în cazul coliviei de lucru, avînd R_p , se determină rezistența R_{bp} a barei coliviei de pornire avînd în vedere relațiile (10.151) sau (10.151, a) și relațiile (10.150) sau (10.150, a).

• în funcție de calitatea materialului folosit pentru colivia de pornire și de valoarea obținută pentru rezistența barei R_{bp} , se determină, din relațiile (10.78, a) secțiunea orientativă s_{lp} a barei, iar cu relația (10.170, b) secțiunea orientativă a inelului de scurtcircuitare s_l . Se alege apoi dimensiunile conductoarelor din STAS-ul respectiv, după care se recalculează parametrii obținuți și se definitivează dimensiunile creștăturii părților frontale ale coliviei de pornire;

• avînd reactanța de scăpări pe fază a coliviei de lucru $X_{\sigma l}$, se calculează, în funcție de construcția coliviei, din relațiile (10.152) sau (10.152, a), reactanța $X_{\sigma t}$ a porțiunii din creștătura coliviei de lucru;

• pentru valoarea obținută a reactanței $X_{\sigma t}$, din relația (10.81, a) se calculează valoarea corespunzătoare a permeanței geometrice specifice a scăpărilor în creștătura coliviei de lucru:

$$\lambda_{cl} = \frac{X_{\sigma t}}{7,9 f_l l_l \cdot 10^{-8}}; \quad (10.173)$$

• din relațiile (10.164) sau (10.164, a, d, e), în funcție de forma creștăturii și dimensiunea pe înălțime, a barei, se determină raportul h_2/b_2 (v. fig. 10.77), din care rezultă dimensiunile istmului intermediar dintre creștături (h_3 și b_3).

Se definitivează astfel, cu fiecare etapă, forma și dimensiunile creștăturii coliviei duble.

În continuare, după definitivarea creștăturii și dimensiunilor coliviilor, se recalculează valorile tuturor parametrilor, ținînd cont de toți factorii care-i influențează (reflarea curentului din bare, saturația magnetică), procedîndu-se apoi la calcularea valorilor definitive ale caracteristicilor de pornire și de funcționare și compararea acestora cu valorile impuse prin temă. În cazul că diferențele sînt mari, se acționează, prin schimbarea unor dimensiuni sau forme ale creștăturii, în sensul apropierei valorilor calculate de valorile simple impuse.

OBSERVAȚII.

1) După cum se vede, valorile parametrilor trebuie să satisfacă simultan două perechi de relații: cele de la caracteristicile de pornire și cele de la caracteristicile de funcționare. Această condiție este greu de îndeplinit și presupune, de regulă, mai multe iterații (o observare directă se poate face prin corelarea valorilor lui X_E cu ale lui X_{EC}).

2) Practica de proiectare a arătat că neglijerile făcute în deducerea relațiilor (10.172) au uneori (în cazul unor caracteristici pretențioase), o influență relativ mare și aceasta, în special, asupra valorii reactanței $X_{\sigma t}$.

De aceea, cînd se dorește o evaluare mai precisă a acestor caracteristici, se pot folosi anumite corecții ale relațiilor amintite și anume:

$$\begin{aligned} R_p &\approx \frac{R_E^2 + X_E^2}{R_E}; \\ X_{\sigma t} &\approx 1,25 \frac{R_E^2 + X_E^2}{X_E}. \end{aligned} \quad (10.172, a)$$

În concluzie, proiectarea mașinii asincrone în diferite variante constructive ale rotorului (bobinat, în scurtcircuit cu colivie normală, cu bare înalte sau cu dublă colivie) prezintă, pe de o parte, o serie de elemente de calcul comune, iar pe de altă parte, unele particularități specifice.

Elementele de calcul comune se referă la statorul mașinii și în general la forma și principiile de aplicare a expresiilor analitice care sînt aceleași în toate cazurile. Particularitățile, în funcție de construcția rotorului, constau, în special, în expresiile și modul de determinare a parametrilor folosiți în relațiile analitice de calcul al caracteristicilor mașinii. Parametrii sînt, în unele cazuri, aproximativ constanți, iar, în alte cazuri, sînt variabili cu alunecarea (cînd este vorba de intervalul de pornire). Din această cauză se cere o mare atenție din partea proiectantului în ceea ce privește modul corect de utilizare în expresiile analitice a parametrilor corespunzători regimului studiat: de pornire, frînare sau funcționare normală.

În afară de acest aspect care este cel mai important, o problemă destul de dificilă, dar importantă, o constituie influența pe care o are asupra parametrilor saturația magnetică.

Cum s-a menționat, ca și fenomenul de reflare a curentului, saturația magnetică afectează valoarea parametrilor (a reactanțelor statorului și rotorului) în primul rînd în etapa pornirii.

Spre deosebire de refulare a cărei intensitate depinde de frecvența curentului prin bara rotorului, influența saturației magnetice depinde de mărimea curentului din conductoare, deci de modul în care se face pornirea: prin conectarea directă la rețea (la tensiunea nominală) sau prin intermediul mijloacelor de reducere a tensiunii de alimentare (autotransformator, comutator stea-triunghi, tensiune variabilă etc.). De reținut că influența saturației magnetice se consideră numai în cazul pornirii prin conectare directă la rețea, când curentul de pornire este mare ($I_p > 3I_N$).

De asemenea, o importanță mare o are în proiectarea unei mașini electrice și experiența proiectantului, mai ales în ceea ce privește reducerea timpului efectiv de lucru.

O experiență în acest domeniu scutește, în multe cazuri, pe proiectant în efectuarea unui mare număr de interații, cerute de încadrarea în limite a valorilor anumitor caracteristici.

Din acest punct de vedere, se poate spune că în lucrare s-a ținut cont ca, din motive didactice, să se adopte soluțiile cele mai eficiente, în scopul reducerii volumului de calcul și al celor ce proiectează pentru prima dată o astfel de mașină.

De altfel, în cazul serviciilor organizate de proiectare a mașinilor electrice, se folosește în momentul de față, tot în scopul reducerii volumului de calcul, proiectarea mașinilor cu ajutorul calculatoarelor electronice.

10.11. MOTOARE ASINCRONE TRIFAZATE CU NUMĂR DE PERECHI DE POLI COMUTABIL

Dacă frecvența tensiunii de alimentare este constantă, atunci prin modificarea numărului perechilor de poli p se modifică turația de sincronism n_1 și deci turația rotorului n . În acest fel se obține reglarea în trepte a turației, cel mai obișnuit treptele se găsesc în raportul 2:1. Se construiesc, însă, și motoare asincrone cu trei, patru sau chiar cinci trepte de turație.

Când motorul asincron este cu rotorul bobinat, atunci schimbarea numărului perechilor de poli trebuie să se facă simultan atât la stator, cât și la rotor, ceea ce complică mult construcția rotorului. De aceea, în mod obișnuit, motoarele asincrone cu număr de perechi de poli comutabil se construiesc cu rotorul în scurtcircuit, deoarece înfășurarea în scurtcircuit se adaptează automat la numărul de poli al înfășurării statorice.

Schimbarea numărului perechilor de poli al statorului se poate realiza astfel:

- cu ajutorul unei „înfășurări comutabile”, care permite modificarea numărului de perechi de poli prin schimbarea sensului curentului în anumite bobine (zone) ale înfășurării;
- cu ajutorul a două înfășurări independente, plasate în aceleași creștături ale statorului și proiectate pentru numere de poli $2p$, diferite;
- prin utilizarea a două înfășurări independente, din care una sau ambele sînt comutabile (pentru trei sau patru trepte de turație).

Modificarea numărului de poli se poate realiza și cu o singură înfășurare secționată prin modularea amplitudinii pe poli [20]. Se poate obține astfel un raport diferit al numerelor de perechi de poli, chiar fracționar și apropiat de unitate. Este însă necesar să se studieze, dacă în cazul considerat, nu apar armonici prea mari ale tensiunii magnetice.

10.11.1. MOTOARE ASINCRONE TRIFAZATE CU DOUĂ TURAȚII DE SINCRONISM

Se notează cu indicele I mărimile corespunzătoare turației de sincronism superioare — n_{1I} și cu indicele II cele corespunzătoare turației de sincronism inferioare n_{1II} ($n_{1I} > n_{1II}$, adică $p_I < p_{II}$).

A. Motoare asincrone cu turațiile de sincronism în raportul 2:1

Modificarea numărului de poli în raportul $2p_{II}:2p_I = 2:1$ se face relativ ușor cu ajutorul unei înfășurări comutabile de tip Dahlander. În acest caz, fiecare fază a înfășurării este formată din două părți identice (semifaze), avînd fiecare p_I grupe de bobine ce aparțin polilor de aceeași polaritate (fig. 10.82); cele două semifaze pot fi conectate în serie sau în paralel.

În majoritatea cazurilor, înfășurarea se execută în dublu strat, astfel încît, prin adoptarea convenabilă a pasului, să se obțină curba de distribuție spațială a solenității (deci și a inducției magnetice) cît mai aproape de sinusoidă; înfășurările într-un strat conduc la curbe ale cîmpului magnetic neconvenabile.

Schimbarea sensului curentului în una din cele două părți ale fiecărei faze și deci comutarea numărului perechilor de poli, se face prin schimbarea conexiunii semifazelor și fazelor (fig. 10.83).

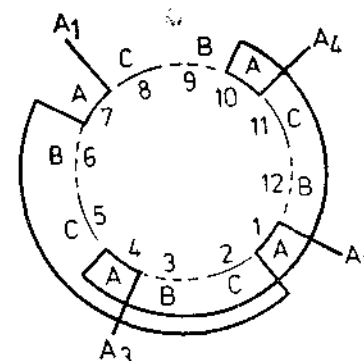


Fig. 10.82. Grupurile de bobine ale înfășurării trifazate cu număr de perechi de poli comutabil de la $p_I = 2$ la $p_{II} = 4$ (s-au reprezentat conexiunile grupurilor numai pe faza A).

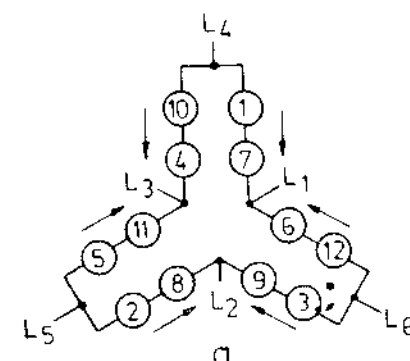
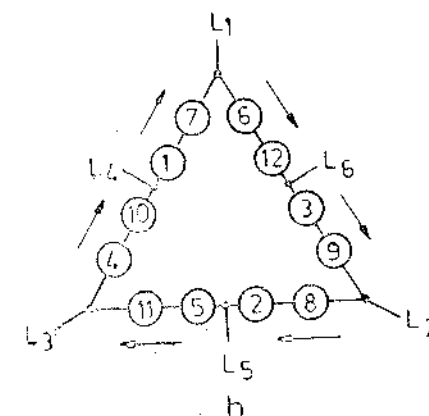


Fig. 10.83. Schemele de conectare a grupurilor de bobine pentru cele două trepte de turație în cazul înfășurării din figura 10.82:

a — conexiunea YY, pentru $2p_I = 4$ (bornele L_1, L_2, L_3 scurtcircuitate, iar bornele L_4, L_5, L_6 conectate la rețea); b — conexiunea Δ , pentru $2p_{II} = 8$ (bornele L_4, L_5, L_6 libere iar bornele L_1, L_2, L_3 conectate la rețea).



Pentru exemplificare, se consideră o înfășurare trifazată cu $Z_1 = 72$ creștături la care se face comutarea numărului de poli în raportul $2p_1/2p_{II} = 4/8$. Numărul total al grupurilor de bobine ale înfășurării este egal cu $2mp_1 = 2 \cdot 3 \cdot 2 = 12$ (fig. 10.82), iar fiecare grup conține $q_1 = \frac{Z_1}{2mp_1} = \frac{72}{12} = 6$ bobine.

Adoptînd pasul înfășurării $y_1 = 12$ creștături ($y_{\tau II} = 9 < y_1 < y_{\tau I} = 18$), se obțin valori apropiate pentru factorii de înfășurare, în ambele cazuri ($k_{wI} = 0,827$ și $k_{wII} = 0,831$).

Din cele patru grupuri de bobine ale fazei A ($2mp_1 : m = 4$), 1, 4, 7, 10, grupurile 1 și 7 sînt conectate în serie și repartizate sub poli de o anumită polaritate, iar grupurile 4 și 10, conectate de asemenea în serie, dar repartizate sub poli de polaritate opusă.

Prin conectarea înfășurării în dublă stea (fig. 10.83.a) se obțin $2p_1 = 4$ poli. În acest caz rezultă o înfășurare normală cu patru poli, avînd cîte două căi de curent în paralel pe fiecare fază.

Comutarea înfășurării pentru $2p_{II} = 8$ poli se obține prin conectarea grupurilor de bobine ale fiecărei faze în serie și apoi a fazelor în triunghi (fig. 10.83, b). În comparație cu figura 10.83, a, în acest caz curenții în grupurile de bobine 4—10, 6—12 și 2—8 au sensuri inverse, rezultînd aceleași polarități ca și la grupurile 1—7, 9—3 și 5—11 și deci număr dublu de poli.

În figura 10.84 se prezintă cîteva din schemele de conexiune frecvent utilizate, ale fazelor și semifazelor înfășurărilor trifazate comutabile în raportul 2 : 1.

Cu schimbarea numărului de poli, se modifică, în general, atît caracteristicile înfășurării (numărul de spire pe fază w_1 , factorul de înfășurare k_{wI} , numărul căilor de curent în paralel a_1) cît și solicitările electrice și magnetice și deci caracteristicile motorului. Funcționarea rațională la cele două turații este condiționată însă de păstrarea solicitărilor în anumite limite.

Pornind de la relațiile (10.11), (10.12) și (10.22, c), se obține raportul inducțiilor magnetice din intrefier :

$$k_{E8} = \frac{B_{8II}}{B_{8I}} = \frac{E_{1II} p_{II}}{E_{1I} p_I} \cdot \frac{w_{1I} k_{wII}}{w_{1II} k_{wII}}, \quad (10.174)$$

și raportul fluxurilor magnetice maxime pe pol.

$$k_{\Phi} = \frac{\Phi_{II}}{\Phi_I} = \frac{B_{8II}}{B_{8I}} \cdot \frac{p_I}{p_{II}} = \frac{E_{1II}}{E_{1I}} \cdot \frac{w_{1I} k_{wII}}{w_{1II} k_{wII}}. \quad (10.175)$$

După cum se vede, valoarea acestor rapoarte depinde atît de modul de conexiune al fazelor și semifazelor cît și de raportul numărului de poli.

La dimensionarea înfășurărilor comutabile, alegerea pasului principal al înfășurării y_1 se face astfel încît factorii de înfășurare pentru cele două trepte de turație să aibă valori apropiate. Pentru aceasta, la numărul dublu de poli se adoptă pas lungit ($y_1 > y_{\tau II}$) în așa fel încît la numărul simplu de poli să rezulte $y_1 > 0,5 y_{\tau I}$.

În ipoteza $k_{wII} \approx k_{wI}$ și a neglijării căderilor de tensiune în înfășurarea statorică ($E_1 \approx U_1$), ținînd cont că $p_{II}/p_I = 2$, se pot obține valorile aproximative ale rapoartelor date de relațiile (10.174) și (10.175). Pentru schemele din figura 10.84, aceste rapoarte sînt date în tabelul 10.13.

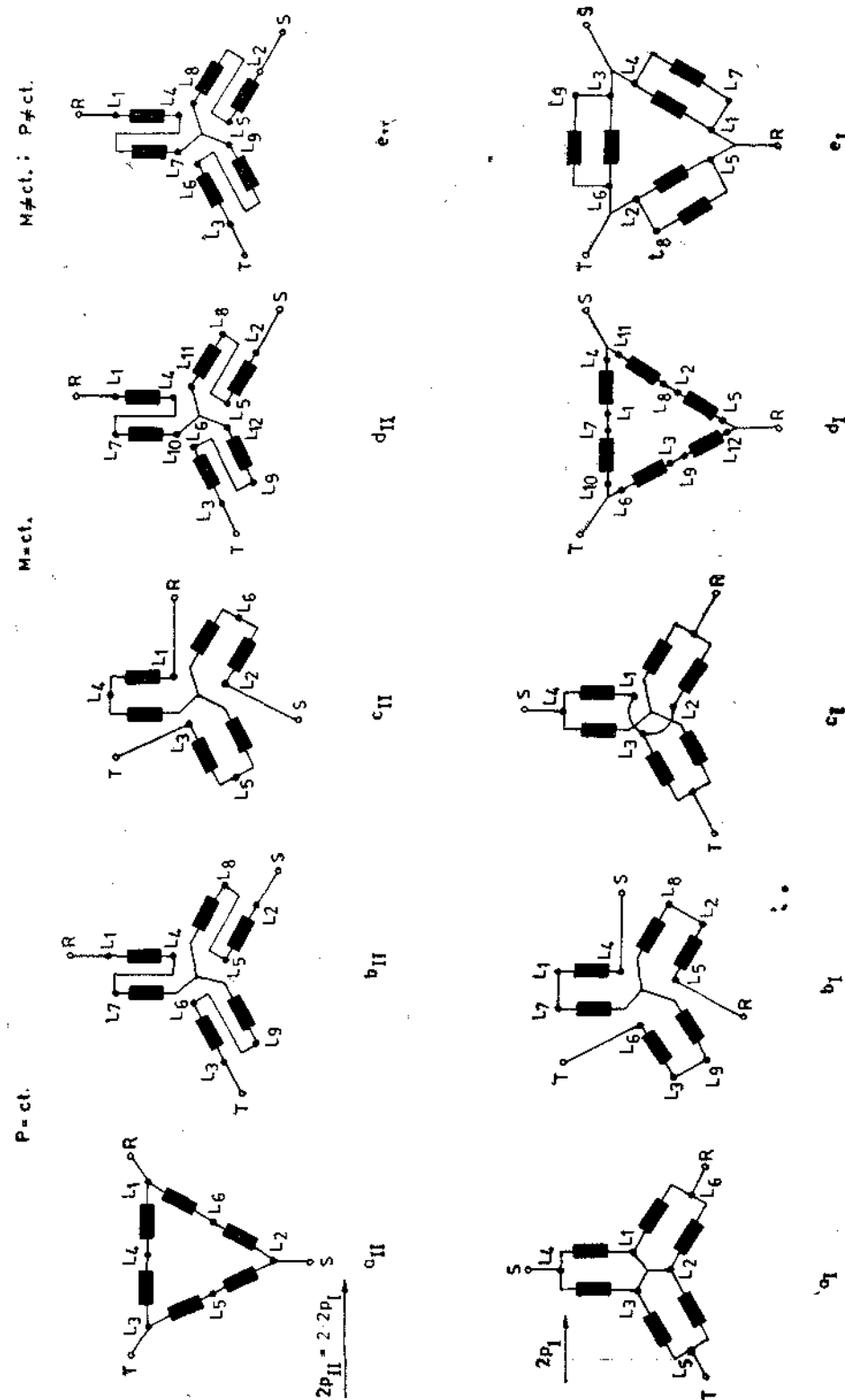


Fig. 10.84. Scheme ale înfășurărilor trifazate comutabile în raportul 2 : 1 :

a, b — funcționare la putere constantă ; c, d — funcționare la cuplu și putere variabile.

Caracteristicile înfășurărilor trifazate comutabile din figura 10.84

Nr. crt.	Turația de sincronism	Schema din figura	Conexiunea semifazelor	Conexiunea fazelor	Nr. legăturilor la borne	Raportul mărimilor electrice și magnetice			Condițiile de funcționare
						$k_{\delta\delta} = B_{\delta II} / B_{\delta I}$	$k_{\Phi} = \Phi_{II} / \Phi_I$	$I_{p II} / I_{p I}$	
1	Inferioară	10.84, a_{11}	serie	Δ	6	$\sqrt{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{4}$	$P = \text{const.}$
2	Superioară	10.84, a_i	paralel	YY					
3	Inferioară	10.84, b_{11}	serie	Y	9	2	1	1	
4	Superioară	10.84, b_i	serie	Y					
5	Inferioară	10.84, c_{11}	serie	Y	6	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{4}$	
6	Superioară	10.84, c_i	paralel	YY					
7	Inferioară	10.84, d_{11}	serie	Y	12	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$M = \text{const.}$
8	Superioară	10.84, d_i	serie	Δ					
9	Inferioară	10.84, e_{11}	serie	Y	9	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}}$	$\frac{1}{4\sqrt{3}}$	$P \neq \text{const.}$ $M \neq \text{const.}$
10	Superioară	10.84, e_i	paralel	$\Delta\Delta$					

Trebuie menționat că raportul inducțiilor magnetice în dinții rotorici și statorici este dat de relația (10.174), adică :

$$\frac{B_{d111}}{B_{d11}} = \frac{B_{d111}}{B_{d11}} = k_{\delta\delta}, \quad (10.175, a)$$

iar raportul inducțiilor magnetice în juguri, de relația (10.175), adică :

$$\frac{B_{j111}}{B_{j11}} = \frac{B_{j111}}{B_{j11}} = k_{\Phi}. \quad (10.175, b)$$

Valoarea raportului inducțiilor magnetice în întrefier dat de relația (10.174) are influență asupra raportului cuplurilor și raportului puterilor dezvoltate de motor pentru cele două trepte de turație.

Pornind de la expresia simplificată a cuplului electromagnetic :

$$M = \frac{m_1}{\sqrt{2}} p w_1 k_{w1} I_2' \Phi_2 \cos \psi_2, \quad (10.176)$$

în ipoteza menținerii constante a unghiurilor de defazaj ψ_2 dintre fazorii E_2' și I_2' și a solenațiilor produse de înfășurarea statorică pentru cele două trepte :

$$w_{11} k_{w11} I_{21}' = w_{111} k_{w111} I_{211}',$$

se obține raportul cuplurilor :

$$k_M = \frac{M_{II}}{M_I} \approx \frac{B_{\delta II}}{B_{\delta I}} \quad (10.177)$$

și al puterilor electromagnetice

$$k_P = \frac{P_{MII}}{P_{MI}} = \frac{M_{II} \Omega_{111}}{M_I \Omega_{11}} \approx \frac{B_{\delta II} p_I}{B_{\delta I} p_{11}}. \quad (10.177, a)$$

Neglijând rezistența înfășurării statorice R_1 în relația (10.139) și ținând cont că reactanțele de scăpări sînt proporționale cu w_1^2 , se obține raportul cuplurilor maxime (se are în vedere că $Z_1 = 2pmq = \text{const.}$, deci $pq \neq \text{const.}$).

$$k_{Mm} = \frac{M_{m11}}{M_{m1}} = \frac{p_{11}}{p_1} \left(\frac{w_{11}}{w_{111}} \right)^2 \approx \frac{p_1}{p_{11}} \left(\frac{B_{\delta I1} k_{w111}}{B_{\delta I} k_{w11}} \right)^2, \quad (10.178)$$

iar din relația :

$$I_p \approx \frac{U_1}{Z_k} \approx \frac{E_1}{Z_k} \approx \frac{E_1}{X_k}$$

se obține raportul curenților de pornire, pe fază :

$$k_{Ip} = \frac{I_{p11}}{I_{p1}} = \frac{B_{\delta I1} k_{w111}}{B_{\delta I} k_{w11}} \cdot \frac{p_1 w_{11}}{p_{11} w_{111}}. \quad (10.179)$$

Valorile ultimului raport (rel. 10.179) pentru schemele din figura 10.84 sînt date în tabelul 10.13.

Raportul curenților de linie la pornire se obține din cel al curenților de fază, ținând cont de conexiunea înfășurării (stea sau triunghi) pentru cele două trepte de turație.

Motoarele asincrone cu numărul de poli comutabili se pot dimensiona pentru unul din cele trei cazuri de funcționare: la *cuplu constant*, la *putere constantă* sau la *cuplu variabil* (cum este cazul celui de tip ventilator), adică, atât cuplul cât și puterea au valori diferite pentru diferite trepte de turație.

În cazul motoarelor dimensionate pentru cuplu constant, conform relației (10.177) trebuie îndeplinită condiția:

$$B_{8I} = B_{8II} \quad (10.180)$$

Din tabelul 10.13, se constată că pentru acest scop se precează schemele din figurile 10.84, c și 10.84, d.

Dacă motorul se construiește pentru a funcționa la putere constantă, ținând cont de relațiile:

$$P_M = M\Omega_{II}$$

$$\frac{\Omega_{II}}{\Omega_I} = \frac{P_I}{P_{II}}$$

se obține condiția:

$$\frac{M_{II}}{M_I} = 2 \approx \frac{B_{8II}}{B_{8I}} \quad (10.181)$$

În acest caz, din tabelul 10.13 rezultă că se recomandă schemele din figurile 10.84, a și 10.84, b.

Schema din figura 10.84, c corespunde valorilor minime ale raportului B_{8II}/B_{8I} și poate fi folosită la motoarele care antrenează ventilatoare.

Tot din tabelul 10.13 se mai constată că schemele înfășurării statorice din figurile 10.84, a și 10.84, c au avantajul că necesită numai 6 legături galvanice la borne rezultând un comutator mai simplu pentru conectarea între ele și la rețea.

În figurile 10.85 și 10.86 se prezintă schemele practice ale conexiunilor grupurilor de bobine și la placa de borne pentru două înfășurări trifazate cu numărul de poli comutabil în raportul $2p_{II}:2p_I$ egal cu 8:4 și respectiv 12:6, atât pentru funcționarea la putere constantă cât și pentru funcționarea la cuplu constant.

Trebuie menționat că, în funcție de mărimea curentului de fază, numărul căilor de curent în paralel a_1 poate fi 1, 2, 3 sau chiar mai mare; la fel și numărul stelelor sau triunghiurilor. Ca exemplu, în figura 10.87 se prezintă schema conexiunii grupurilor de bobine ale unei înfășurări comutabile cu numărul de poli $2p_{II}:2p_I = 8:4$, la $P = \text{constant}$, având conexiunile $\Delta\Delta/YYYY$ ($a_{III}:a_{II}=2:4$).

OBSERVAȚIE. Pentru păstrarea sensului de rotație, la trecerea de la un număr de poli (p_{II}) la altul (p_I) se impune modificarea succesiunii fazelor tensiunii de alimentare (la schemele din figura 10.84 se observă că sînt schimbate între ele bornele R și S).

B. Motoare asincrone cu raportul turațiilor de sincronism diferit de 2:1

În acest caz, cel mai frecvent se utilizează două înfășurări normale distincte, cu număr de poli diferit (de exemplu $2p_{II}:2p_I = 3:2; 4:3$ etc.), înfășurările fiind buclate în dublu strat (la puteri mici se pot utiliza și înfășurări într-un strat); în fiecare creștătură vor exista patru laturi de bobină.

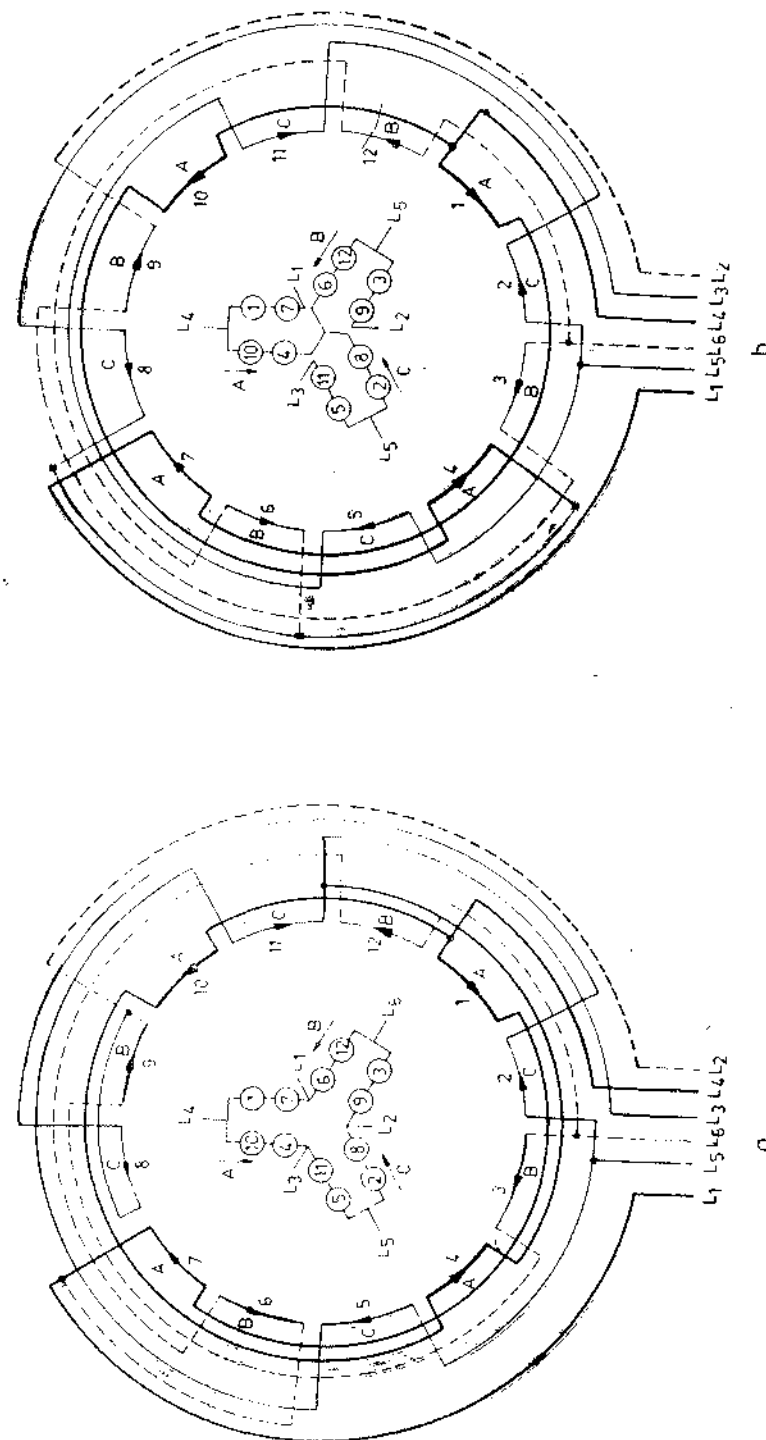


Fig. 10.85. Schemele practice ale conexiunii grupurilor de bobine în cazul înfășurării cu număr de poli comutabil în raportul 8:4: a — pentru funcționarea la $P = \text{const.}$ (conexiunile $\Delta/YYYY$); b — pentru funcționarea la $M = \text{const.}$ (conexiunile $Y/YYYY$). În ambele cazuri, turația inferioară ($2p = 8$) se obține când sînt conectate la rețea bornele L_1, L_2, L_3 și bornele L_4, L_5, L_6 și bornele L_7, L_8 și bornele L_9, L_{10} și bornele L_{11}, L_{12} (vezi fig. 10.84 și a₁) iar turația superioară ($2p = 4$) se obține când sînt conectate la rețea bornele L_1, L_2, L_3 și bornele L_4, L_5, L_6 și bornele L_7, L_8 și bornele L_9, L_{10} și bornele L_{11}, L_{12} (vezi fig. 10.84 a₁ și c₁).

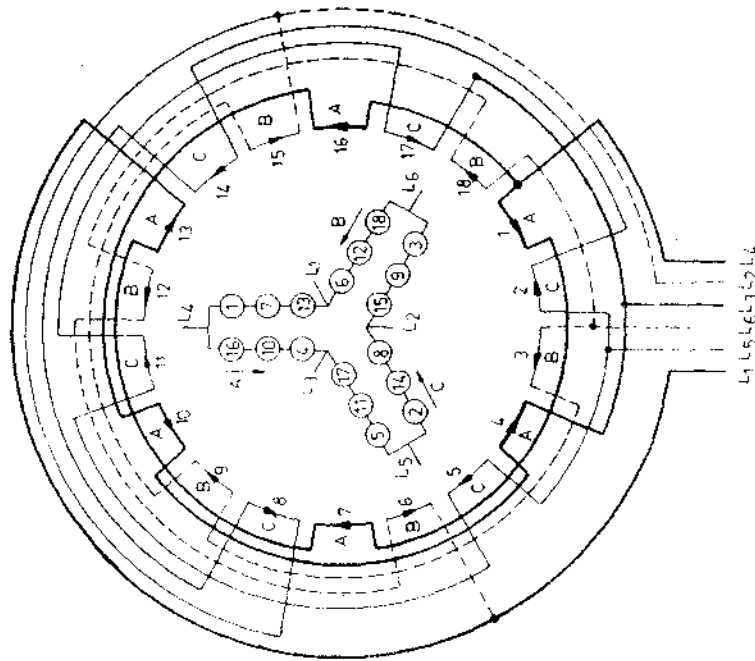


Fig. 10.86. Schemele practice ale conexiunii grupurilor de bobine în cazul înfășurării cu număr de poli comutabil în raportul 12:6: a - pentru funcționarea la $P = \text{const.}$ (conexiunile Δ/YY); b - pentru funcționarea la $M = \text{const.}$ (conexiunile Y/YY). Conectarea bornelor, pentru cele două turații, se face tot ca în cazul înfășurării din figura 10.85 (în acest caz sînt trei grupe de bobine inserate).

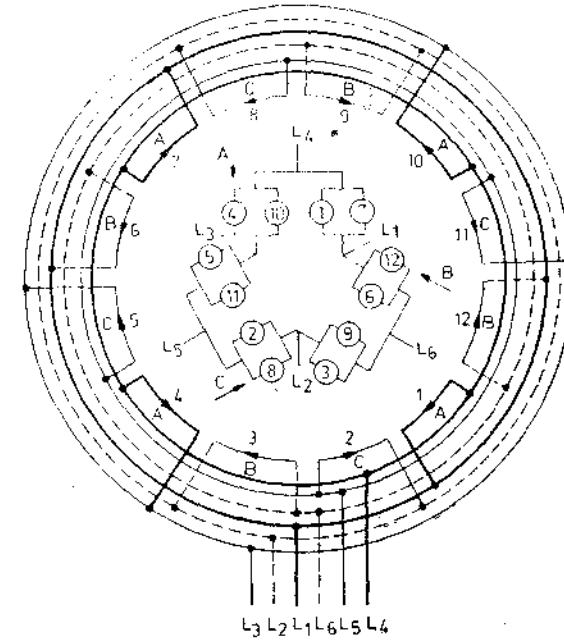
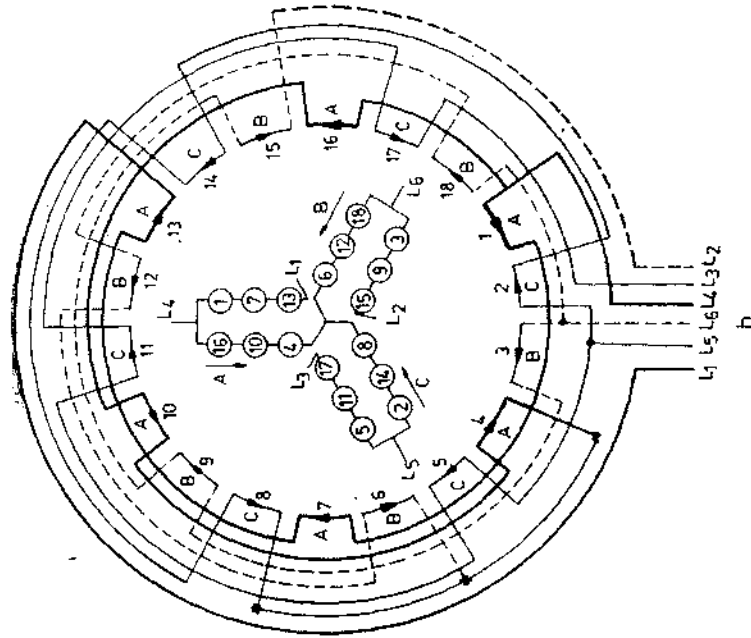


Fig. 10.87. Schema conexiunii grupurilor de bobine în cazul înfășurării cu număr de poli comutabil în raportul 8:4, pentru funcționarea la $P = \text{const.}$ (conexiunile $\Delta\Delta/YYYY$ la curenți mari). Conectarea bornelor, pentru cele două turații, se face de asemenea ca în cazul înfășurării din figura 10.85 (în acest caz însă, cele două grupe de bobine sînt în paralel, nu în serie ca în figura 10.85).

Pentru cele două înfășurări se pot alege pașii principali în mod convenabil astfel încît să se limiteze armonicile superioare de spațiu din curba solenității și a inducției magnetice.

Numărul de spire pe fază și secțiunea conductoarelor se stabilesc în funcție de tensiunea de alimentare, de modul de conexiune al fazelor, de numărul căilor de curent în paralel și de raportul puterilor corespunzătoare celor două trepte ale turațiilor de sincronism (v. rel. 10.177 și 10.177, a).

Înfășurarea pentru turația inferioară are numărul de poli mai mare, numărul de creștături pe pol și fază q_1 mai mic și deci permeanța de scăpări diferențiale mai mare (v. rel. 10.95, fig. 10.58 și tabelele 10.9 și 10.10). Din acest motiv, această înfășurare se introduce în partea superioară a creștăturilor pentru a-i reduce permeanța de scăpări în creștătură.

La alegerea solicitărilor magnetice (v. rel. 10.174 și 10.175) trebuie avut în vedere faptul că, la turația inferioară, eficacitatea răcirii scade în cazul motoarelor cu autoventilație.

Dintre cele două înfășurări, în timpul funcționării mașinii, la rețea se conectează numai una care corespunde treptei de turație dorită; în acest timp cealaltă înfășurare nu trebuie să aibă circuite închise în care să poată apărea curenți. De exemplu, dacă înfășurarea nealimentată este conectată în triunghi, atunci ea trebuie să fie deschisă în unul din vîrfurile triunghiului,

iar dacă are căi de curent în paralel ($a_1 > 1$), ele trebuie desfăcute pe fiecare fază (ceea ce necesită ieșiri suplimentare la placa de borne) De aceea, în cele mai multe cazuri cele două înfășurări se proiectează cu $a_1 = 1$.

10.11.2. MOTOARE ASINCRONE TRIFAZATE CU TREI SAU PATRU TURAȚII DE SINCRONISM

A. Motoare asincrone cu trei turații de sincronism

În acest caz, statorul este prevăzut cu două înfășurări, una din acestea fiind comutabilă în raport $2p_{II} : 2p_I = 2 : 1$, conform celor prezentate la punctul A de la paragraful anterior. În fiecare creștătură există patru laturi de bobine (patru straturi).

Grupele de bobine și fazele înfășurării comutabile se conectează în funcție de raportul dintre puteri sau dintre cupluri (conform tabelului 10.13 și figurii 10.84), iar înfășurarea normală (necomutabilă) se poate conecta în stea sau triunghi.

Ca și în cazul paragrafului anterior, înfășurarea nealimentată de la rețea nu trebuie să aibă circuite închise.

În continuare se vor nota cu indice „prim (‘)” mărimile caracteristice înfășurării necomutabile. Această înfășurare poate fi proiectată pentru una din următoarele situații.

— pentru turația superioară, când :

$$2p' : 2p_I : 2p_{II} = 2 : 4 : 8 ; 4 : 6 : 12 \text{ etc. ;} \quad (10.182)$$

— pentru turația medie, când :

$$2p_I : 2p' : 2p_{II} = 4 : 6 : 8 ; 6 : 8 : 12 \text{ etc. ;} \quad (10.182. a)$$

— pentru turația inferioară, când :

$$2p_I : 2p_{II} : 2p' = 2 : 4 : 6 ; 2 : 4 : 8 ; 4 : 8 : 10 ; 6 : 12 : 14 \text{ etc.} \quad (10.182. b)$$

Cunoscînd numărul de spire pe fază și factorul de înfășurare pentru cele două trepte de turație ale înfășurării comutabile, pe baza relației (10.174) se poate determina numărul de spire fază al înfășurării necomutabile astfel :

— pentru rapoartele date de relația (10.182) :

$$w'_1 = \frac{k_{B8}}{k_{E1}} \frac{p'k_{w11}}{p_1k'_{w1}} w_{11}, \quad (10.183)$$

cu $k_{B8} = B'_8/B_{8I}$ și $k_{E1} = E_{1I}/E'_1$;

— pentru rapoartele date de relația (10.182. a) :

$$w'_1 = \frac{k_{E1}}{k_{B8}} \frac{p'k_{w11}}{p_1k'_{w1}} w_{11}, \quad (10.183. a)$$

cu $k_{B8} = B'_8/B_{8I}$ și $k_{E1} = E'_{1I}/E_{1I}$;

— pentru rapoartele date de relația (10.182. b) :

$$w'_1 = \frac{k_{E1}}{k_{B8}} \frac{p'k_{w11}}{p_1k'_{w1}} w_{11}, \quad (10.183. b)$$

cu $k_{B8} = B'_8/B_{8II}$ și $k_{E1} = E'_{1I}/E_{1II}$.

Valorile raportului k_{B8} se iau din tabelul 10.13 în funcție de schema adoptată pentru înfășurarea comutabilă (conform condițiilor de funcționare impuse), iar raportul k_{E1} are diferite valori, în funcție de conexiunile înfășurărilor ale căror tensiuni electromotoare îl definesc și anume :

$k_{E1} = 1$, pentru conexiunile Y/Y sau Δ/Δ ;

$k_{E1} = \sqrt{3}$, pentru conexiunile Δ/Y ;

$k_{E1} = 1/\sqrt{3}$, pentru conexiunile Y/ Δ .

În cazul în care înfășurarea necomutabilă se proiectează pentru turația inferioară (conform rapoartelor date de rel. 10.182. b), atunci aceasta se plasează în partea superioară a creștăturii (spre întrefier).

B. Motoare asincrone cu patru turații de sincronism

Și în acest caz statorul este prevăzut cu două înfășurări, ambele însă fiind comutabile (conform punctului A de la paragraful 10.11.1). Rapoartele numerelor perechilor de poli poate avea valorile :

$$2p_I : 2p_{II} : 2p_{III} : 2p_{IV} = 4 : 6 : 8 : 12 ; 6 : 8 : 12 : 16 ; 8 : 10 : 16 : 20 ; \\ 10 : 12 : 20 : 24 \text{ etc.}$$

Una din înfășurări asigură numerele de poli notate cu $2p_I$ și $2p_{III}$, iar cealaltă pe cele notate cu $2p_{II}$ și $2p_{IV}$.

Legătura dintre numerele de spire pe fază ale celor două înfășurări este asigurată de relația (10.174), care se poate extinde pentru cele patru trepte de turație, sub forma :

$$k_{B8} = \frac{B_{8j}}{B_{8i}} = \frac{E_{1j}p_j}{E_{1i}p_i} \frac{w_{1j}k_{w1j}}{w_{1i}k'_{w1i}}, \quad (10.184)$$

în care $i = I, II, III$ iar $j = i + 1$.

Valorile raportului k_{B8} se iau din tabelul 10.13 în funcție de condițiile de funcționare impuse, iar raportul $k_{E1} = E_{1j}/E_{1i}$ depinde de conexiunile înfășurărilor (v. fig. 10.84).

Și în cazul motoarelor cu patru trepte de turație se impune evitarea apariției curenților de circulație în circuitele închise ale înfășurării nealimentate (v. punctul B de la paragraful 10.11.1).

10.11.3. ASPECTE ALE PROIECTĂRII MOTOARELOR ASINCRONE CU NUMĂR DE PERECHI DE POLI COMUTABIL

În general, volumul materialelor active utilizate la construcția motoarelor asincrone cu mai multe turații de sincronism, este mai mare decât al unui motor normal calculat pentru puterea corespunzătoare turației superioare. Acest lucru este determinat de următoarele cauze :

— în cazul a două înfășurări separate rezultă o înălțime a creștăturilor statorice și implicit un diametru exterior, mai mari. Pentru înfășurarea

din straturile inferioare rezultă și o reacțanță de scăpări mai mare, cu influențe negative asupra culplurilor maxim și de pornire;

— în cazul înfășurărilor comutabile se obțin factori de înfășurare mici, reactanțe de scăpări diferențiale mai mari și solicitări magnetice neuniforme;

— pentru mașinile cu autoventilație, la turațiile inferioare eficiența sistemului de răcire este mai mică și în consecință este necesar să se adopte solicitări electrice și magnetice mai mici.

Dimensionarea motoarelor asincrone cu număr comutabil de poli trebuie să se facă pentru acele valori ale puterii și turației de sincronism care, pentru mașinile normale, ar necesita dimensiuni mai mari.

OBSERVAȚIE. Se recomandă să se facă calculele mașinii în paralel pentru toate puterile și treptele de turație corespunzătoare, alegându-se varianta care asigură cel mai mic volum de materiale active și solicitările electromagnetice în limitele admisibile.

La proiectarea motoarelor asincrone cu număr comutabil de poli trebuie să se aibă în vedere următoarele:

— treptele de turație și puterile utile corespunzătoare, sunt date prin tema de proiectare, în funcție de destinația motorului, din care rezultă condițiile de funcționare ale acestuia. Treptele puterilor aferente însă depind atât de factorul de putere cât și de randament (v. rel. 10.2 și 10.2, a), care la rândul lor depind de numărul polilor;

— înălțimea jugurilor statorice și rotorice (v. rel. 10.42 și 10.55) se dimensionează pentru valoarea fluxului magnetic util pe pol cea mai mare, adică pentru turația de sincronism superioară (cu pasul polar τ , cel mai mare), indiferent de condițiile de funcționare impuse, (la $P = \text{const.}$, la $M = \text{const.}$ sau la cuplu de tip ventilator);

— pasul principal al înfășurărilor se alege astfel încât să se obțină valori ale factorilor de înfășurare cât mai mari și mai apropiate pentru toate treptele de turație;

— lățimea întrefierului se stabilește în concordanță cu numărul de poli corespunzător treptei superioare de turație (v. fig. 10.14);

— solicitările electromagnetice maxime se aleg în funcție de putere și turație, corespunzător situației cea mai dezavantajoasă din acest punct de vedere;

— numărul de creștături ale statorului Z_1 , se stabilește astfel încât să fie îndeplinită relația (10.28, a), iar numărul de creștături pe pol și fază q_1 să fie întreg pentru toate treptele de turație;

— numărul de creștături ale rotorului Z_2 , se alege astfel încât să se regăsească în tabelul 10.4 pentru toate numerele de poli ai mașinii (sau să aibă valori apropiate de acesta);

— secțiunea inelelor de scurtcircuitare ale fazelor rotorice (rel. 10.55, b) se determină în funcție de valoarea cea mai mare a curentului prin acestea (rel. 10.54), care se obține în principiu pentru numărul minim de poli;

— curentul de magnetizare (rel. 10.68) și coeficientul parțial de saturație magnetică (rel. 10.18) se calculează pentru fiecare treaptă de turație, comparându-se cu limitele superioare impuse (v. rel. 10.18, a și 10.18, b);

— întrucât, odată cu modificarea numărului de poli, se poate modifica numărul căilor de curent în paralel, unghiul electric dintre două creștături vecine și permeanțele de scăpări, este necesar să se efectueze calculul para-

metrilor înfășurărilor, caracteristicilor de funcționare și caracteristicilor de pornire, pentru fiecare treaptă de turație în parte, valori care se vor compara cu cele impuse prin temă.

10.12. MOTOARE ASINCRONE ALIMENTATE DE LA REȚEAUA MONOFAZATĂ

În acest paragraf sînt examinate problemele principale care intervin la proiectarea diferitelor tipuri de motoare asincrone monofazate [31].

10.12.1. GENERALITĂȚI

Motoarele asincrone alimentate de la rețeaua monofazată sînt frecvent utilizate în instalațiile electrice unde nu se poate dispune de un sistem trifazat de tensiuni (în special în utilizările casnice). Aceste motoare pot avea pe stator o singură înfășurare, două înfășurări decalate în spațiu cu 90 grade electrice (motorul monofazat cu fază auxiliară — numit și motor bifazat) sau o înfășurare trifazată simetrică.

Motoarele asincrone monofazate sînt asemănătoare cu cele trifazate, rotorul fiind identic (în majoritatea cazurilor în scurtcircuit); ceea ce le deosebește este înfășurarea statorică, inductoare.

După cum se știe, o înfășurare monofazată dispusă în creștăturile unei armături a unei mașini electrice și parcursă de curent alternativ produce în întrefierul mașinii un câmp magnetic alternativ (pulsatoriu). Un astfel de câmp se poate descompune în două câmpuri magnetice învîrtitoare circulare, cu amplitudinea jumătate din cea a câmpului alternativ, care se rotesc în sensuri contrare cu viteza de sincronism $n_1 = 60/p$. Deci, mașina asincronă monofazată poate fi echivalată cu două mașini asincrone fictive, una directă și alta inversă, al căror cuplu rezultat la pornire ($s = 1$) este nul, acesta fiind principalul dezavantaj al acestei mașini.

Cel mai simplu mod de a realiza un câmp magnetic învîrtitor în mașina alimentată de la rețeaua monofazată (și deci cuplul de pornire diferit de zero) constă în plasarea a două înfășurări pe statorul motorului, decalate în spațiu de 90 grade electrice și alimentate cu curenți alternativi defazați în timp tot cu 90°; se obține astfel un sistem bifazat alimentat de la rețeaua monofazată.

Pentru asigurarea defazajului între cei doi curenți, una din înfășurări, numită *înfășurare auxiliară* sau *de pornire*, este conectată în serie (sau în paralel) cu un element de circuit, de obicei capacitiv sau rezistiv.

În continuare, se notează cu indicele A faza conectată direct la rețea (faza principală) și mărimile corespunzătoare acesteia și cu indicele B mărimile corespunzătoare fazei inseriate cu elementul de circuit (faza auxiliară).

Dacă defazajul temporal diferă de 90° sau cele două înfășurări nu sînt identice, câmpul învîrtitor ce ia naștere nu este circular, ci eliptic.

După felul producerii cuplului de pornire, motoarele asincrone monofazate se clasifică în:

a) **motoare asincrone cu fază auxiliară și element de pornire (M.A.E.P.)** care cuprind:

— motoare cu element de pornire rezistiv (rezistență de pornire R_p) — figura 10.88, a;

— motoare cu element de pornire capacitiv (capacitate de pornire C_P) conectat în serie cu faza auxiliară — figura 10.88, b;

— motoare cu element de pornire capacitiv (C_P) conectat în paralel cu o parte a înfășurării monofazate — figura 10.88, c;

b) **motoare asincrone cu înfășurarea (faza) auxiliară conectată permanent** (numite și **motoare bifazate**), care cuprind:

— motoare cu condensator de lucru C_L conectat permanent în serie cu faza auxiliară — figura 10.88, d;

— motoare cu condensator de funcționare, denumit și condensator de lucru, conectat permanent în paralel cu faza auxiliară — figura 10.88, e;

— motoare cu condensator de lucru C_L și condensator de pornire C_P — conectate în paralel între ele pe durata pornirii și conectate în serie (mai rar în paralel) cu faza auxiliară — figura 10.88, f. După pornire condensatorul C_P se decuplează. Toate acestea se numesc motoare asincrone cu condensator (M.A.C.).

c) **motoare asincrone monofazate cu spiră în scurtcircuit** (fig. 10.88, g). În acest caz înfășurarea monofazată a statorului este realizată sub formă de bobine concentrate, plasate pe poli aparenți, iar pe un capăt al fiecărei piese polare este plasată spira în scurtcircuit.

Motoarele cu spiră în scurtcircuit pe poli prezintă cuplu de pornire, randament și factor de putere reduse. Din acest motiv folosirea lor este limitată până la puteri de maxim 30 W.

În lucrare nu se analizează această soluție constructivă, cu spiră în scurtcircuit.

În diverse utilizări se întâlnesc motoare asincrone trifazate conectate la rețeaua monofazată după una din schemele prezentate în figura 10.100.

Motoarele monofazate se folosesc pentru acționarea mecanismelor de putere mică: compresoare pentru frigider, pompe, mașini de spălat, mașini unelte, ventilatoare, magnetofone, mașini de cusut, mașini de scris etc.

Motoarele monofazate de construcție uzuală cuprind aproximativ 70 % din numărul total al motoarelor monofazate și au următoarele caracteristici:

- tensiunea nominală: $U_N = 220$ (mai rar 110) V;
- puterea nominală: $P_N = 0,5 \div 600$ W;
- capacitatea de supraîncărcare: $k_M = M_m/M_N = 1,3 \div 2,7$;
- cuplul de pornire, relativ: $k_p = M_p/M_N = 0,3 \div 2,2$.

La anumite mecanisme speciale se pot impune valori mult mai mari pentru cuplul de pornire ($k_p \leq 10$) sau pentru cuplul maxim.

Schemele cu fază auxiliară și element de pornire (fig. 10.88, a ÷ c) au dezavantajul că, în regim de lucru, (pur monofazat), randamentul și factorul de putere ale motorului sînt scăzute, iar materialele active au utilizare mai slabă.

O folosire considerabil mai bună a materialelor se obține în cazul în care înfășurarea auxiliară se menține conectată la rețea și după expirarea perioadei de pornire, iar capacitatea condensatorului de lucru C_L (fig. 10.88, d, e) se alege astfel încît, în regim nominal de funcționare, cîmpul învîrtitor al mașinii să fie practic circular.

Pentru a asigura și un cuplu de pornire suficient de ridicat, în paralel cu condensatorul de lucru C_L se conectează, pe perioada pornirii, un condensator C_P (fig. 10.88, f). La atingerea turației de $0,7 \div 0,8$ din turația de sincronism se deconectează C_P și funcționarea are loc numai cu condensatorul C_L conectat.

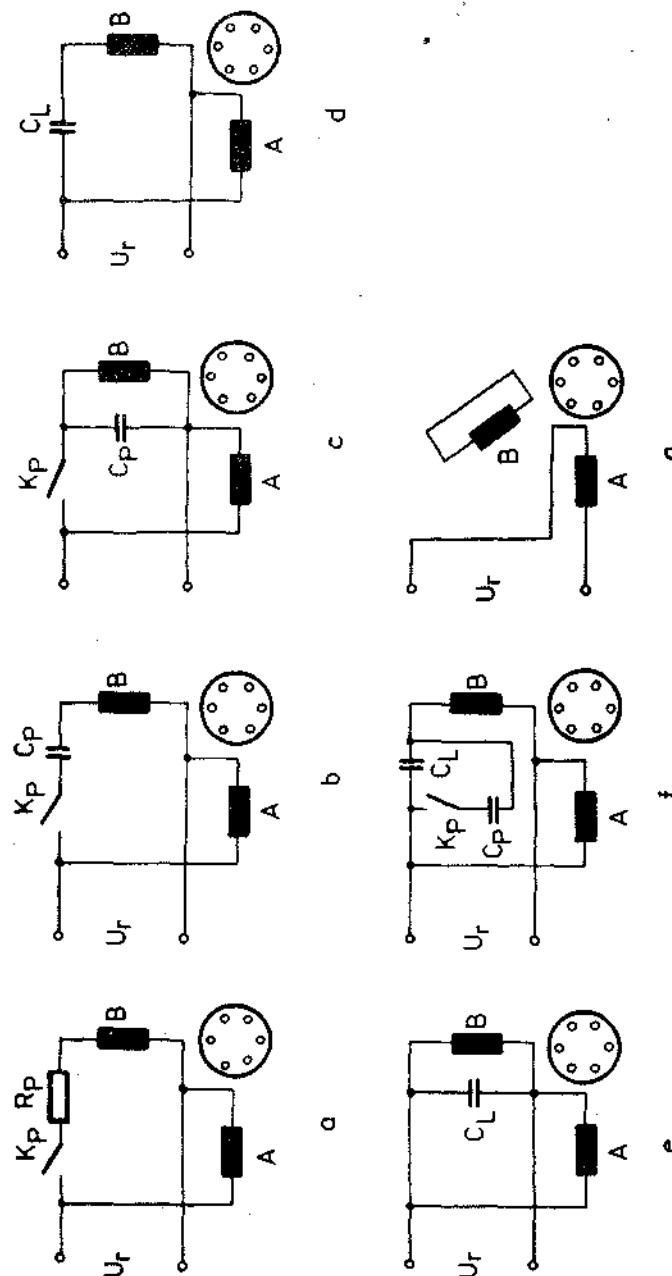


Fig. 10.88. Schemele de conectare la rețea a motoarelor monofazate:
a, b și c — motoare asincrone cu fază auxiliară și element de pornire; d și e — motoare asincrone cu fază auxiliară și condensator de lucru; f — motor asincron cu fază auxiliară și condensator de lucru și de pornire; g — motor asincron cu spiră în scurtcircuit.

Schemele cu condensator de lucru asigură și o substanțială îmbunătățire a randamentului și factorului de putere, acesta din urmă apropiindu-se de unitate.

Prețul condensatoarelor — destul de mare — și indicii tehnici mai scăzuți în comparație cu motoarele trifazate, limitează folosirea motoarelor alimentate de la rețeaua monofazată până la puteri de maxim 1 kW.

Drept condensatoare de lucru se folosesc, în special, cele cu hîrtie, ermetizate, de curent alternativ, avînd tensiunea de lucru cuprinsă între 250 și 1000 V și capacitatea în limitele $0,25 \div 25 \mu\text{F}$.

Condensatoarele de pornire sînt electrolitice, în carcasă de aluminiu, cu $C = 5 \div 750 \mu\text{F}$ și $U_N = 100 \div 400 \text{ V}$.

10.12.2. ÎNFĂȘURAREA STATORICĂ A MOTOARELOR ASINCRONE ALIMENTATE DE LA REȚEAUA MONOFAZATĂ

După modul de execuție, înfășurările motoarelor asincrone alimentate de la rețeaua monofazată se clasifică în :

— înfășurări cu bobine egale, care la rîndul lor pot fi într-un strat (fig. 10.89, a) sau în două straturi (fig. 10.89, b);

— înfășurări cu bobine concentrice, care la rîndul lor pot fi: într-un strat (fig. 10.90 și 10.91), parțial în dublu strat (fig. 10.92, a) sau sinusoidale, adică cele care dau o distribuție în spațiu a solenajiei apropiată de sinusoidă (fig. 10.92, b).

La motoarele asincrone pentru utilizări industriale cît și la cele pentru utilizări casnice, cel mai frecvent se utilizează înfășurările într-un strat,

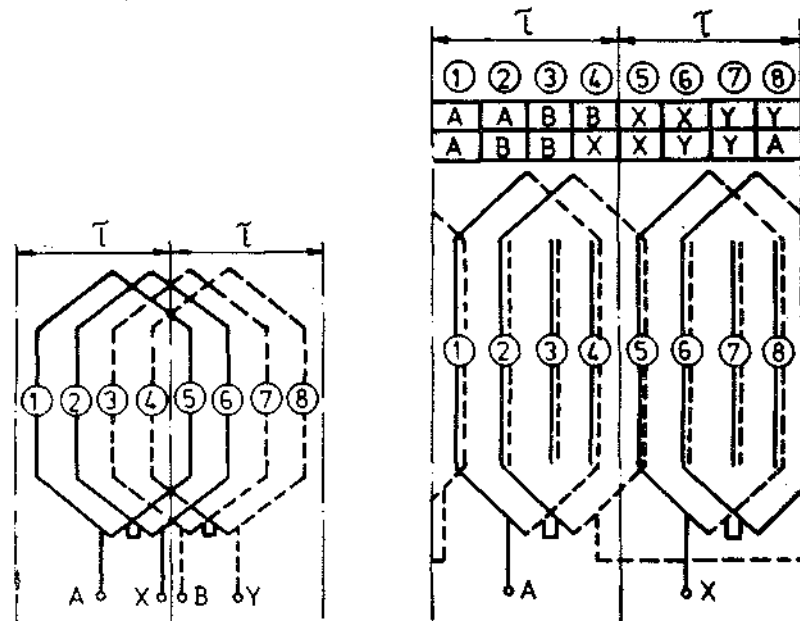


Fig. 10.89. Înfășurare bifazată cu bobine egale, avînd $Z_1 = 8$; $m = 2$; $2p = 2$;
a — într-un strat; b — în dublu strat cu pas scurtat.

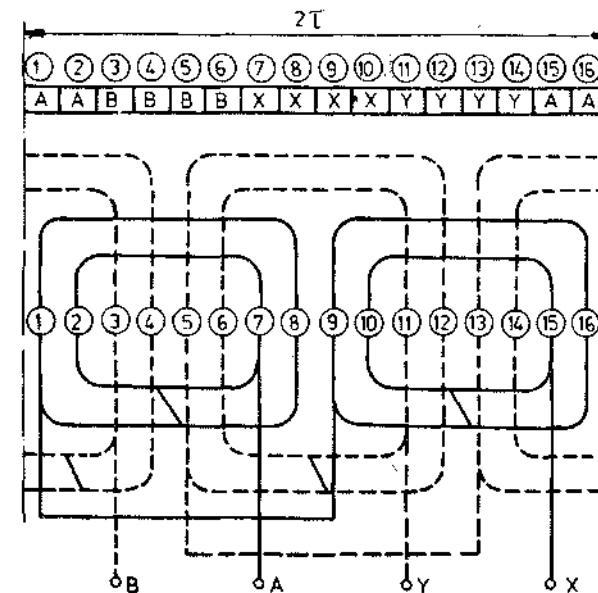


Fig. 10.90. Înfășurare bifazată într-un strat, cu bobine concentrice, avînd $Z_1 = 16$; $m = 2$; $2p = 2$.

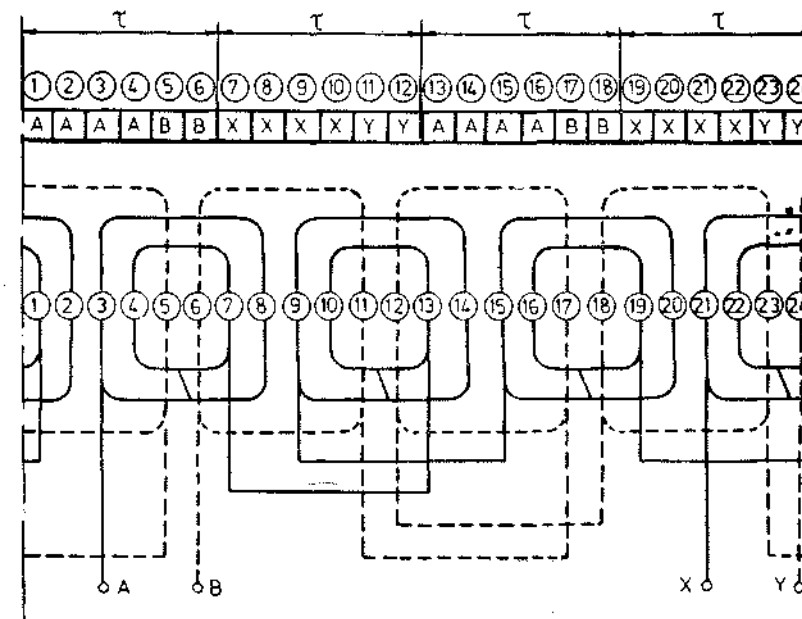


Fig. 10.91. Înfășurare într-un strat, cu bobine concentrice, pentru motor asincron monofazat cu element de pornire ($Z_1 = 24$; $m = 2$; $2p = 4$; $q_A = 4$; $q_B = 2$).

datorită simplității realizării lor (și deci posibilității de bobinare mecanizată) și folosirii mai bune a spațiului creștăturii.

Înfășurările în dublu strat, însă, permit utilizarea bobinelor cu pas scurtat și deci diminuarea anumitor armonici de spațiu ale curbei solenației.

Înfășurările parțiale în dublu strat și cele sinusoidale, îmbină proprietățile infășurărilor într-un strat și în dublu strat. Ele se realizează sub formă de bobine cu număr diferit de spire, în anumite creștături existând două laturi de bobine, care aparțin la faze diferite (fig. 10.92).

La motoarele asincrone cu fază auxiliară (bifazate) care au infășurările principală A și auxiliară B conectate la rețea tot timpul funcționării, creștăturile statorului se împart între faze în părți egale și deci numărul de creștături pe pol și fază este același ($q_A = q_B$). Înfășurarea poate fi într-un strat (fig. 10.89, a și fig. 10.90) sau în dublu strat (fig. 10.89, b).

La motoarele asincrone cu element de pornire rezistiv sau capacitiv (cu decuplarea fazei auxiliare de la rețea după pornire), pentru faza principală A se folosesc $2/3$ din creștăturile Z_1 ale statorului, iar pentru faza auxiliară B , $1/3$ din Z_1 (fig. 10.91), ceea ce implică $q_A \neq q_B$.

Principiul de realizare a infășurării parțiale în dublu strat este arătat pe exemplul din figura 10.92, a . În creștăturile 2, 3, 6, 7, 10, 11, 14 și 15 se află două straturi, care conțin laturi de bobine de la faze diferite. Aceste bobine au numărul de spire de două ori mai mic decât bobinele ale căror laturi se află singure în creștături. Înfășurarea este echivalentă cu o infășurare în dublu strat cu pas scurtat.

Înfășurările parțiale în dublu strat au o oarecare nesimetrie a impedanțelor fazelor, dar care nu are importanță deosebită.

Înfășurările sinusoidale au avantajul că permit să se obțină o curbă de distribuție în spațiu a solenației apropiată de sinusoidă. Pentru aceste infășurări este caracteristic faptul că numărul de conductoare în creștături, ale fiecărei faze, este diferit. Creștăturile pot avea dimensiuni diferite sau aceleași dimensiuni.

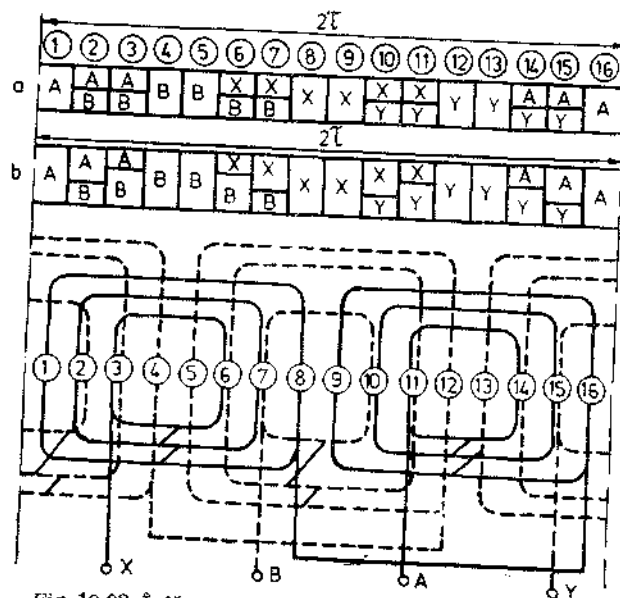


Fig. 10.92. Înfășurare bifazată ($Z_1 = 16$; $m = 2$; $2p = 2$)
a — parțial în dublu strat; b — sinusoidală.

Înfășurările sinusoidale se folosesc cel mai frecvent la motoarele monofazate cu element de pornire.

Calculul infășurării sinusoidale are în vedere stabilirea legii de distribuție a conductoarelor în creștături și determinarea factorului de infășurare.

Cerințele de bază ce se impun la infășurările sinusoidale sînt următoarele:

- obținerea factorului de infășurare maxim pentru prima armonică și minim pentru armonicile superioare (în special pentru armonica a treia);
- distribuția rațională a spațiului creștăturilor între infășurarea principală și cea auxiliară;
- asigurarea unei reactanțe minime pentru infășurarea auxiliară;
- realizarea unei părți a infășurării auxiliare sub formă bifilară în vederea reducerii reactanței (dacă este nevoie).

Legea de distribuție a conductoarelor unei faze în creștături, care asigură cea mai bună apropiere a curbei solenației de sinusoidă, este dată de relația:

$$n_{ci} = n'_{cm} \cos \alpha_{ci}, \quad (10.184)$$

unde:

$$\alpha_{ci} = \beta + (i - 1)\pi/g_\tau \text{ [radiani]}, \quad (10.184, a)$$

este unghiul de poziție al creștăturii „ i ”; (în rel. 10.184, α_{ci} se introduce în °el);

i — numărul de ordine al creștăturii în limitele pasului polar (începînd de la axa polului, care este și axa sinusoidelor solenației $f(\alpha)$, adică axa corespunzătoare valorii maxime — vezi figura 10.93);

$g_\tau = \frac{Z_1}{2p}$ — pasul diametral al infășurării, în număr de creștături;

β — unghiul de poziție al primei creștături ($i = 1$) față de axa originii spațiale, care poate fi:

$$\beta = \frac{p\pi}{Z_1} \text{ [radiani]}, \text{ în cazul infășurării din figura 10.93, } a \text{ și } \beta = 0, \text{ pentru infășurarea din figura 10.93, } b;$$

$$n'_{cm} = \frac{gw_1}{p}, \quad (10.184, b)$$

este numărul maxim teoretic calculat de conductoare al unei faze într-o creștătură, în care:

w_1 — numărul de spire al unei faze (principală sau auxiliară):

$$g = \sin \frac{p\pi}{Z_1}, \text{ pentru } \beta = \frac{p\pi}{Z_1} \text{ (fig. 10.93, } a \text{) și:} \quad (10.185)$$

$$g = \lg \frac{p\pi}{Z_1}, \text{ pentru } \beta = 0 \text{ (fig. 10.93, } b \text{).} \quad (10.185, a)$$

Se definește solenația relativă a unei creștături sau numărul relativ de conductoare dintr-o creștătură, prin relația:

$$\tilde{f} = \tilde{n}_{ci} = \frac{n_{ci}}{w_1/2p} = 2p \frac{n_{ci}}{w_1}. \quad (10.186)$$

Distribuția în spațiu a acestei solenații $\tilde{f}(\alpha_{ci})$ este dată în figura 10.93.

După cum se vede, numărul maxim real al conductoarelor unei faze într-o creștătură este dat de relația:

$$n_{cm} = n'_{cm} \cos \beta. \quad (10.184, c)$$

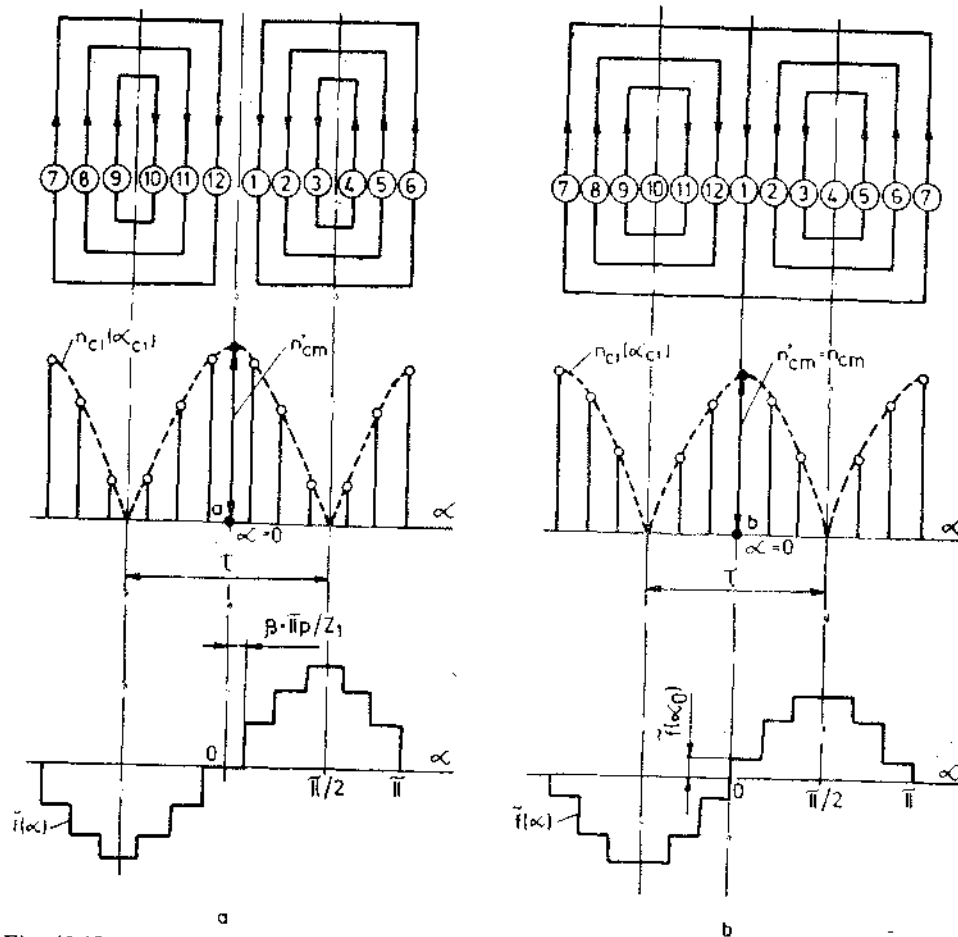


Fig. 10.93. Dispunerea bobinelor, legea de distribuție a conductoarelor din creștătură $\tilde{n}_{ci}(\alpha_{ci})$ și curba solenației relative $\tilde{f}(\alpha_{ci})$ pentru înfășurarea sinusoidală:
a — unghiul $\beta = p\pi/Z_1$; b — unghiul $\beta = 0$.

Schema de conexiune a bobinelor înfășurării conform figurii 10.93, b nu este recomandabilă în cazul în care bobinarea se face mecanizat.

OBSERVAȚIE. Rezultate satisfăcătoare se obțin și în cazul distribuției conductoarelor în creștături după o curbă linear trapezoidală, cu baza mică (superioară) egală cu $1/3$ din pasul polar. În acest caz însă trebuie îndeplinită condiția $Z_1/(3,2p) = \text{nr. întreg}$.

Creștăturile corespunzătoare bazei superioare a trapezului conțin numărul maxim posibil de conductoare.

În general, în cazul înfășurărilor sinusoidale conductoarele ambelor faze sînt dispuse în toate creștăturile.

Cînd conductoarele fiecărei faze nu se află în toate creștăturile, atunci, pentru a obține curba în trepte a solenației relative apropiată de sinusoidală, numărul relativ de conductoare în creștătura „i” se determină cu relația:

$$\tilde{n}_{ci} = \frac{\sin(2i\gamma) - \sin[2(i-1)\gamma]}{\sin(2Q_p\gamma)}, \quad (10.186 \text{ a}),$$

unde:

$$\gamma = \frac{\pi p}{Z_1} [\text{rad}],$$

iar Q_p este numărul de bobine pe pol ale unei faze.

Numărul real de conductoare al unei faze, în creștătura „i”, se obține cu relația:

$$n_{ci} = \frac{w_1}{2p} \tilde{n}_{ci}. \quad (10.186, \text{ b})$$

În tabelul 10.14 se dă distribuția numărului relativ de conductoare în creștături, conform relației (10.186), sau (10.186, a), pentru înfășurările sinusoidale frecvent întilnite.

Tabelul 10.14

Distribuția numărului relativ de conductoare în creștături, pentru înfășurările sinusoidale frecvent utilizate

$Z_1/2p$	Q_p	$i = 1$	$i = 2$	$i = 3$	$i = 4$	$i = 5$
		$\tilde{n}_{ci} = n_{ci} \frac{2p}{w_1}$				
4	3	0,412	0,352	0,236	—	—
5	4	0,325	0,293	0,233	0,149	—
	3	0,382	0,345	0,273	—	—
6	5	0,268	0,25	0,214	0,165	0,103
	4	0,299	0,278	0,29	0,184	—
	3	0,366	0,341	0,293	—	—

Pentru exemplificare, în figura 10.94 se prezintă distribuția bobinelor, numărul relativ al conductoarelor în creștături și curba solenației relative a fazelor principală și auxiliară, ale unei mașini monofazate cu element de pornire rezistiv, avînd $Z_1 = 16$ creștături, $2p = 2$, $w_{1A} = 540$ spire și $w_{1B} = 375$ spire. Cele două faze nu sînt dispuse în toate creștăturile, iar o parte a creștăturilor fazei auxiliare au dimensiuni mai mici.

În cazul general, factorul de înfășurare pentru orice armonică de spațiu a solenației produsă de înfășurarea statorică, se calculează cu aceleași relații ca și cele trifazate (v. rel. 10.14 și 10.16), adică:

$$k_{uv} = k_{pv} k_{vy}, \quad (10.187)$$

în care:

k_{pv} este factorul de repartizare, iar

k_{vy} — factorul de scurtare, pentru armonica de ordinul v .

Pentru înfășurarea polifazată simetrică, cu $m \geq 2$, rezultă:

$$k_{uv} = \frac{\sin\left(\frac{v\pi}{mk_{zon}}\right)}{c \sin\left(\frac{v\pi}{mck_{zon}}\right)} \sin\left(v \frac{y_1}{y_r} \cdot \frac{\pi}{2}\right), \quad (10.187, \text{ a})$$

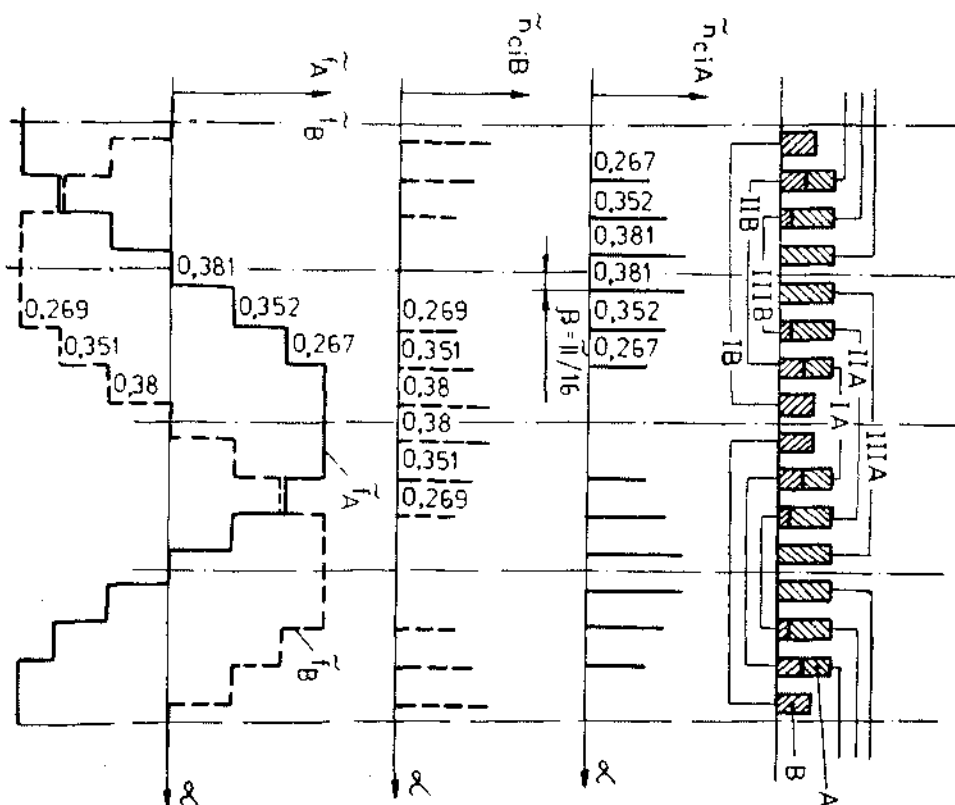


Fig. 10.94. Distribuția bobinelor, numărul relativ al conductoarelor în creștături și curba solenității relative pentru o mașină monofazată cu element de pornire, rezistiv.

unde :

m este numărul de faze ;

c — numărul fracției $\frac{c}{d} = q \frac{n_2}{k_{zon}}$;

$q = Z_1/(2pm)$ — numărul de creștături pe pol și fază ;

n_2 — numărul de straturi ale înfășurării ;

k_{zon} — coeficient dependent de numărul de zone pe fază (pentru înfășurările monofazate, bifazate și trifazate $k_{zon} = 2$) ;

y_1 — pasul principal al înfășurării ;

y_2 — pasul diametral.

Relațiile de calcul ale factorului de înfășurare pentru diferite tipuri de înfășurări sînt date în tabelul 10.15.

Tabelul 10.15

Relațiile de calcul pentru factorul de înfășurare

Nr. crt.	Tipul înfășurării	Relația pentru k_{wv}	Observații
1	Bifazată cu pas scurtat	$k_{wv} = \frac{0,707}{c \sin [v\pi/(4c)]} \sin \left(v \frac{y}{y_1} \frac{\pi}{2} \right)$	$q = c/d$ — înfășurare în dublu strat (cînd $q = \text{nr. întreg, } c = q$) ; $q/2 = c/d$ — înfășurare într-un strat
2	Bifazată într-un strat, cu pas diametral	$k_{wv} = \frac{0,707}{q \sin [v\pi/(4q)]}$	—
3	Monofazată într-un strat, cu pas diametral și $q_A \neq q_B$	$k_{wv(j)} = \frac{\sin (vp\pi q_j/Z_1)}{q_j \sin (vp\pi/Z_1)}$, cu $j = A$ sau B	Pentru motoare monofazate cu element de pornire
4	Monofazată în dublu strat cu pas scurtat și $q_A \neq q_B$	$k_{wv(j)} = \frac{\sin (vp\pi q_j/Z_1)}{q_j \sin (vp\pi/Z_1)} \sin \left(v \frac{y}{y_1} \frac{\pi}{2} \right)$	Pentru motoare monofazate cu element de pornire
5	Înfășurare sinusoidală	$k_{wv} = \frac{Z_1 \cdot 2p}{2} \sum_{i=1}^{\infty} \tilde{n}_{ei} \cos (v\alpha_{ei})$	Mărimile au semnificațiile din relațiile (10.184)÷(10.186, b) și fig. 10.93 (pentru unghiul $\beta = 0$, $\tilde{f}(\alpha_0) = 0$ — fig. 10.93, a, iar pentru unghiul $\beta \neq 0$, $\tilde{f}(\alpha_0) = \tilde{n}_{eo}/2$ — fig. 10.93, b)
6	Trifazată, într-un strat, cu pas diametral	$k_{wv} = \frac{0,5}{q \sin [v\pi/(6q)]}$	—
7	Trifazată cu pas scurtat	$k_{wv} = \frac{0,5}{c \sin [v\pi/(6c)]} \sin \left(v \frac{y}{y_1} \frac{\pi}{2} \right)$	$q = c/d$ — înfășurare în dublu strat ; $q/2 = c/d$ — înfășurare într-un strat

10.12.3. ECUAȚIILE DE FUNCȚIONARE ALE MOTOARELOR ASINCRONE ALIMENTATE DE LA REȚEAUA MONOFAZATĂ

A. Ecuațiile de bază și schemele echivalente

În categoria motoarelor alimentate de la rețeaua monofazată intră atât motoarele asincrone construite în acest scop, cât și motoarele trifazate alimentate de la o rețea monofazată.

Motoarele asincrone alimentate de la rețeaua monofazată (monofazate, bifazate, trifazate) funcționează în regim nesimetric. Nesimetria poate fi externă — determinată de prezența elementelor de defazaj în serie sau paralel cu faza auxiliară — sau internă — determinată de cauze tehnologice (număr de spire pe faze și secțiuni ale conductoarelor diferite, distribuția înfășurărilor etc.).

O largă răspândire o au motoarele cu două faze decalate în spațiu cu 90 grade electrice, cât și cele trifazate alimentate de la rețeaua monofazată.

După cum se știe, analiza mașinilor asincrone alimentate de la rețeaua monofazată, pentru diferite scheme de conectare ale înfășurărilor (conform fig. 10.88), se poate face pe baza schemelor echivalente (v. și fig. 10.62). În figura 10.95 este reprezentată, de exemplu, schema echivalentă pentru

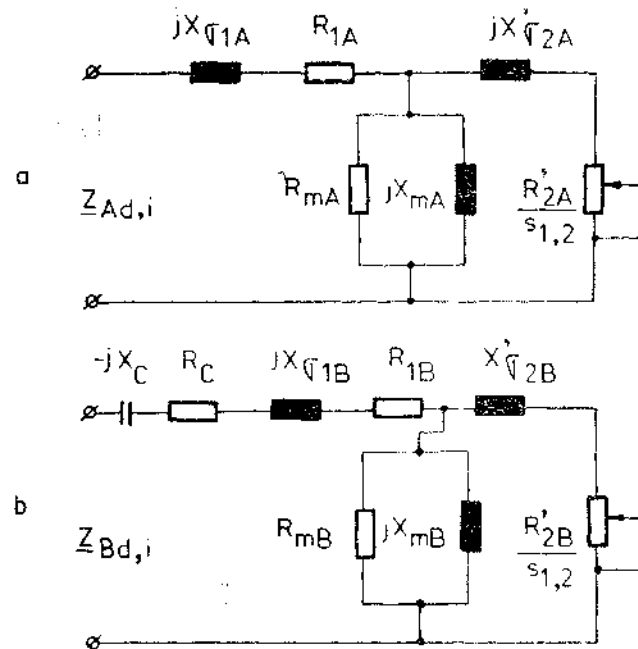


Fig. 10.95. Schemele echivalente, cu considerarea pierderilor în fier, ale mașinii bifazate din figura 10.88 d, pentru succesiunile directă și inversă:
a — faza A; b — faza B.

mașina bifazată conectată conform figurii 10.88, d. În acest scop se folosește metoda componentelor simetrice (în continuare se notează cu indicii d și i mărimile de succesiune directă, respectiv de succesiune inversă).

Pentru această schemă se pot scrie relațiile:

$$\begin{aligned} I_A &= I_{Ad} + I_{Ai}; \\ I_B &= I_{Bd} + I_{Bi}; \\ I_{Bd} &= jI_{Ad}/k; \quad I_{Bi} = -jI_{Ai}/k; \\ \underline{U}_{Ad,i} &= I_{Ad,i} \underline{Z}_{Ad,i}; \quad \underline{U}_{Bd,i} = I_{Bd,i} \underline{Z}_{Bd,i}; \\ \underline{U} &= \underline{U}_{Ad} + \underline{U}_{Ai}; \\ \underline{U} &= \underline{U}_{Bd} + \underline{U}_{Bi} + I_B \underline{Z}_C, \end{aligned} \quad (10.188)$$

unde:

$$k = \frac{w_{1B} k_{w1B}}{w_{1A} k_{w1A}} \quad (10.188, a)$$

este raportul de transformare al fazelor B și A de valoarea căruia depinde, în principal, cuplul de pornire (v. rel. 10.291 și 10.291, a);

$$\underline{Z}_{Ad,i} = R'_{Ad,i} + jX_{Ad,i} = (R_{1A} + R'_{2Ad,i}) + j(X_{\sigma 1A} + X'_{\sigma 2Ad,i})$$

$$\underline{Z}_{Bd,i} = R_{Bd,i} + jX_{Bd,i} = (R_{1B} + R'_{2Bd,i}) + j(X_{\sigma 1B} + X'_{\sigma 2Bd,i}) \quad (10.188, b)$$

sînt impedanțele totale (echivalente) ale fazelor A și B pentru succesiunea directă (d) și inversă (i), în Ω ;

$$\begin{aligned} R'_{2Ad,i} &= \frac{s_{d,i} X_{mA}^2 R'_{2A}}{R_{2A}^2 + s_{d,i}^2 (X_{mA} + X'_{\sigma 2A})^2}, \\ X'_{2Ad,i} &= X_{mA} - \frac{s_{d,i}^2 X_{mA} (X'_{\sigma 2A} + X_{mA})}{R_{2A}^2 + s_{d,i}^2 (X_{mA} + X'_{\sigma 2A})^2} \end{aligned} \quad (10.188, c)$$

sînt rezistențele și reactanțele corespunzătoare ramurilor în paralel ale schemelor echivalente ale fazei A, corespunzătoare succesiunilor directă și inversă;

$$\begin{aligned} R'_{2Bd,i} &= k^2 R'_{2Ad,i}, \\ X'_{2Bd,i} &= k^2 X'_{2Ad,i} \end{aligned} \quad (10.188, d)$$

au semnificația mărimilor date de relațiile (10.188, c), dar pentru faza B;
 X_{mA} , X_{mB} sînt reactanțele utile ale înfășurărilor fazelor A, respectiv B;
 R_{1A} , R_{1B} , $X_{\sigma 1A}$, $X_{\sigma 1B}$ — rezistențele și reactanțele de scăpări ale înfășurărilor statorice A și B;
 R_{2A} , $X'_{\sigma 2A}$ — rezistența și reactanța de scăpări ale înfășurării rotorice, calculate pentru frecvența tensiunii de alimentare (50 Hz), raportate la faza statorică A;

w_{1A} , w_{1B} — numerele de spire ale fazelor A și B;
 k_{w1A} , k_{w1B} — factorii de înfășurare (pentru fundamentală în spațiu a solenajici) ai fazelor A și B;

$$s_d = s \text{ și}$$

$$s_i = 2 - s \quad (10.188, e, f)$$

reprezintă alunecarea rotorului față de cîmpurile magnetice învîrtitoare de succesiune directă, respectiv inversă.

Corespunzător ecuațiilor (10.188), scrisă fără considerarea pierderilor în fier, pentru mașina asincronă bifazată conectată conform figurii 10.88, d , se pot reprezenta schemele echivalente din figura 10.95, în care însă s-au considerat și pierderile în fier.

În cazul general $X_{\sigma 1B} \neq k^2 X_{\sigma 1A}$ și $R_{1B} \neq k^2 R_{1A}$, deoarece înfășurările A și B pot fi realizate cu $q_A \neq q_B$ și dispuse în creștături cu suprafețe și configurații diferite. Pentru calculul acestor parametri se introduce coeficienții:

$$l_r = \frac{R_{1B}}{k^2 R_{1A}} = \frac{s_{CuA} k_{w1A} l_{wB}}{k s_{CuB} k_{w1B} l_{wA}}, \quad (10.189)$$

$$l_x = \frac{X_{\sigma 1B}}{k^2 X_{\sigma 1A}} = \frac{k_{w1A}^2}{k_{w1B}^2} \cdot \frac{\Sigma \lambda_{1B}}{\Sigma \lambda_{1A}},$$

în care:

s_{CuA}, s_{CuB} — secțiunile conductoarelor înfășurărilor statorice;

l_{wA}, l_{wB} — lungimile medii ale unei spire;

$\Sigma \lambda_{1A}, \Sigma \lambda_{1B}$ — sumele permeanțelor geometrice specifice corespunzătoare cimpului magnetic de scăpări. La motoarele asincrone cu condensator de funcționare, $t_c = 1$, iar $t_r = \frac{s_{CuA}}{k s_{CuB}}$, deoarece creștăturile sînt identice și se împart în mod egal între cele două înfășurări statorice.

Din rezolvarea ecuațiilor (10.188) se obțin relațiile de calcul pentru curenții $\underline{I}_{Ad}$ și $\underline{I}_{Ai}$:

$$\underline{I}_{Ad} = \frac{U(Z_{B1} + Z_C - jkZ_{Ai})}{Z_{Ad}(Z_{B1} + Z_C) + Z_A(Z_{Bd} + Z_C)} = \underline{I}_{Ada} + j\underline{I}_{Adr}; \quad (10.190)$$

$$\underline{I}_{Ai} = \frac{U(Z_{Bd} + Z_C + jkZ_{Ad})}{Z_{Ad}(Z_{B1} + Z_C) + Z_A(Z_{Bd} + Z_C)} = \underline{I}_{Aia} + j\underline{I}_{Aic}.$$

Impedanța elementului de defazaj, în cazul general, se obține din condiția ca $I_{Ai} = 0$, rezultînd:

$$\underline{Z}_C = Z_C - jX_C = -jk\underline{Z}_{Ad} - \underline{Z}_{nd}, \quad (10.191)$$

care asigură obținerea cimpului magnetic învîrtitor circular. Din egalarea părților reală și imaginară ale relației (10.191) rezultă condițiile:

$$k = \frac{X_{\sigma Ad}}{l_1 R_{1A} + R'_{2Ad} + R_C}, \quad (10.191, a)$$

$$X_C = l_x k^2 X_{\sigma 1A} + k^2 X_{\sigma 2Ad} + k R_{Ad},$$

în care R_C și X_C reprezintă rezistența și reactanța elementului de defazaj. $X_{\sigma Ad}$ și R_{Ad} se calculează cu relațiile (10.188, b), iar R'_{2Ad} și $X_{\sigma 2Ad}$ cu relațiile (10.188, c).

Pentru $R_C = 0$ și $l_r = l_x = 1$ rezultă:

$$k = \frac{X_{\sigma Ad}}{R_{Ad}} \text{ și } X_C = k^2 X_{\sigma 1A} + k R_{Ad}. \quad (10.191, b)$$

Deci, pentru obținerea cimpului magnetic învîrtitor circular este necesară îndeplinirea a două condiții, date de relațiile (10.191, a), prima putînd fi realizată prin alegerea raportului de transformare k și a valorii rezistenței R_C .

Cîmpul magnetic învîrtitor circular poate fi obținut numai pentru o valoare a alunecării (pentru care se calculează R_{Ad} și $X_{\sigma Ad}$); în general, acest lucru se impune pentru alunecarea nominală s_N , în felul acesta asigurîndu-se un randament mai bun în funcționare.

În cazul îndeplinirii condițiilor (10.191), cînd $I_{Ai} = 0$, curentul de succesiune directă devine:

$$\underline{I}_{Ad} = \frac{U}{Z_{Ad}}. \quad (10.191, c)$$

Bilanțul puterilor active, în cazul motorului asincron bifazat, este reprezentat grafic în figura 10.96, în care s-au făcut notațiile:

P_1 — puterea absorbită de la rețea;

P_2 — puterea utilă, de natură mecanică;

$$P_M = P_{Md} + P_{Mi} = m I_{2Ad}^2 \frac{R'_{2A}}{s} + m I_{2Ai}^2 \frac{R'_{2A}}{2-s} \quad [W] \quad (10.192)$$

sau, la neglijarea pierderilor în fier,

$$P_M = m I_{Ad}^2 R'_{2Ad} + m I_{Ai}^2 R'_{2Ai} \quad [W], \quad (10.192, a)$$

este puterea electromagnetică rezultantă;

$$P_{e11} = P_{e11A} + P_{e11B} = I_A^2 R_{1A} + I_B^2 R_{1B} \quad [W] \quad (10.192, b)$$

pierderile în înfășurările statorice;

$$P_C = I_B^2 R_C \quad (10.192, c)$$

pierderile în elementul de defazaj al curentului (condensator);

$P_{Fe1} = P_{Fe1d} + P_{Fe1i}$ — pierderile în miezul feromagnetic al statorului, calculate cu relația globală

$$P_{Fe1} = 12,5 \cdot 10^{-3} p_{10/50} I_{Fe} k_{Fe} [\pi(D_c - h_{j1})h_{j1}B_{j1d}^2 + 1,12Z_1b_{d1}h_{c1}B_{z1d}^2] \cdot [1 + (1 - k_c)^2] \quad [W], \quad (10.192, d)$$

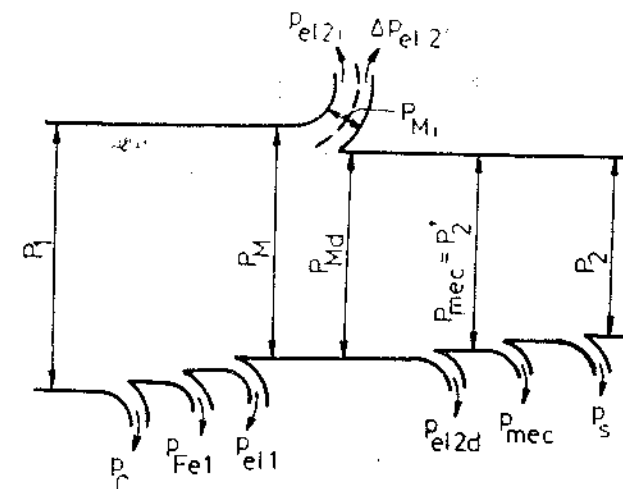


Fig. 10.96. Reprezentarea grafică a bilanțului de puteri active în cazul motorului asincron bifazat.

în care mărimile au semnificația celor de la motoarele trifazate, cu excepția inducției magnetice în dihti care s-a notat cu B_{21} , în loc de B_{d1} , pentru a nu se confunda indicele d cu al succesiunii directe, dimensiunile geometrice se exprimă în cm, inducțiile în tesla, $p_{10/50}$ în W/kg, iar coeficientul de elip- ticitate $k_e = 1$ pentru motoarele bifazate, respectiv $k_e = 0,6 \div 0,95$ pentru motoarele monofazate cu element de pornire:

$$P_{e12} = mI_{2Ad}^2 R'_{2A} + mI_{2Ai}^2 R'_{2A} = mI_{Ad}^2 R'_{2A} + mI_{Ai}^2 R'_{2A}(2-s) \text{ [W]} \quad (10.192, e)$$

sînt pierderile în înfășurarea rotorului;

$$\Delta P_{e12i} = P_{e12i} - P_{Mi} = mI_{2Ai}^2 R'_{2A} \frac{1-s}{2-s} \text{ [W]} \quad (10.192, f)$$

sînt pierderile din înfășurarea rotorului determinate de curentul de succesiune inversă și necompensate de puterea electromagnetică P_{Mi} ;

P_{mec} — pierderile mecanice;

P_s — pierderile suplimentare.

Factorul de putere al motorului este dat de relația:

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{UI}, \quad (10.193)$$

în care I este valoarea eficace a curentului total, conform relației:

$$\underline{I} = \underline{I}_A + \underline{I}_B \quad (10.193, a)$$

iar cuplul se calculează cu relația:

$$M = P_{Md}/\Omega_1 - P_{Mi}/\Omega_1 = M_d - M_i. \quad (10.193, b)$$

OBSERVAȚIE. În cazul motorului asincron bifazat cu schema de conectare conform figurii 10.88, c, impedanța elementului de defazaj are expresia:

$$\underline{Z}_\sigma = \frac{jk}{1-jk} \cdot \underline{Z}_{Ad}, \quad (10.194)$$

ce rezultă din condiția obținerii cîmpului magnetic învîrtitor circular. În cazul folosirii unei capacități ca element de defazaj se obțin relațiile:

$$k = \frac{X_{\sigma Ad}}{R_{Ad}} \text{ și } X_C = X_{\sigma Ad}. \quad (10.194, a)$$

Pentru analiza schemei din figura 10.88, c se pot folosi relațiile de la *schema de bază* (fig. 10.88, d), care are aceleași valori pentru parametrii schemei echivalente a fazei A ca și cea reală. Trecerea la *schema de bază* presupune înlocuirea reactanței X_C din relația (10.194, a) și a tensiunii de alimentare reale U cu valorile echivalente:

$$X_{Ce} = X_C(1+k^2), \quad (10.194, b)$$

$$U_e = \frac{U}{\sqrt{1+k^2}}.$$

La motoarele asincrone monofazate cu fază auxiliară și element de pornire, în regim de funcționare este conectată la rețea numai înfășurarea principală. În acest caz $I_B = 0$ și deci:

$$\underline{I}_{Ad} = \underline{I}_{Ai} = \frac{1}{2} \underline{I}_A = \frac{\underline{U}}{\underline{Z}_{Ad} + \underline{Z}_{Ai}}. \quad (10.195)$$

În cazul neglijării pierderilor în fier, se obține schema echivalentă din figura 10.97, b.

B. Determinarea parametrilor electrici ai schemelor echivalente

Pentru calculul parametrilor electrici se presupun cunoscute dimen- siunile geometrice ale circuitului magnetic, numărul de spire, dimensiunile și modul de realizare al înfășurărilor.

În mod obișnuit, pentru motoarele asincrone de mică putere se pot neglija saturația circuitului magnetic și refularea curentului în barele ro- torice și, deci, parametrii în regimurile de funcționare și de pornire, atît pentru succesiunea directă cît și pentru cea inverșă, sînt aceiași.

În schemele echivalente, parametrii înfășurării rotorice și cei ai circui- tului de magnetizare sînt raportați la înfășurarea principală A a statorului.

1) Rezistențele înfășurărilor statorice:

$$R_{1A,B} = \rho_{91} \frac{2w_{1A,B} l_{wm1A,B}}{S_{c1A,B}} \text{ [\Omega]}, \quad (10.195)$$

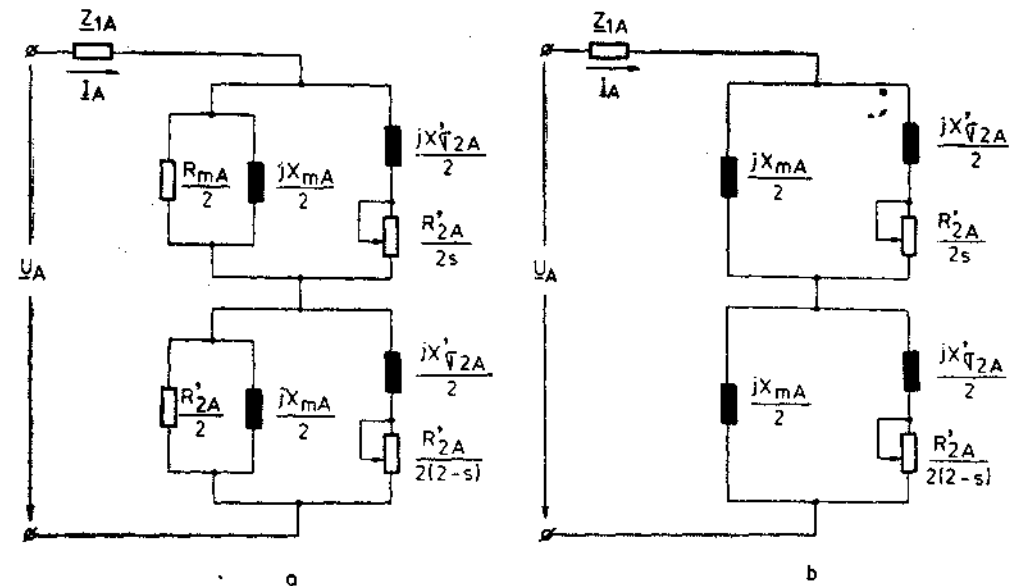


Fig 10.97. Schema echivalentă a motorului asincron monofazat, în funcționare

în care :

$w_{1A,B}$ este numărul de spire al fazelor A și B ;
 s_{CuA}, s_{CuB} sînt secțiunile conductoarelor pentru cele două faze statorice în mm^2 ;

$\rho_{\theta 1}$ este rezistivitatea materialului conductoarelor la temperatura θ (v. paragraful 10.8.2), în $\Omega mm^2/m$;

$l_{med1A,B}$ — lungimea medie a unei jumătăți de spirală, în m ;

$$l_{med1A,B} = l_{Fe} + l_{1A,B} \quad [m] ; \quad (10.195, a)$$

l_{Fe} — lungimea miezului feromagnetic statoric, în m.

Determinarea lungimii frontale a capătului de bobină l_{f1} se face în funcție de tipul înfășurării.

Pentru înfășurările într-un strat, cu grupe separate de bobine, l_{f1} se calculează cu relațiile :

— pentru înfășurările cu $q = \text{număr întreg}$:

$$l_{f1} = \frac{q}{2} \sum_{n=1}^{n=q/2} \{l_{1med}[q(m-1) + 2n - 1] + b_{c1med}(2n - 1) + 2B\} \quad [m] ; \quad (10.196)$$

— pentru înfășurările cu $q = \text{număr funcționar}$

$$l_{f1} = ml_{1med} + \frac{q}{2} B + b_{c1med} \left(1 - \frac{q}{2}\right) + \frac{q}{2} \sum_{n=1}^{n=(q-1)/2} \{l_{1med}[q(m-1) + 2n - 1] + b_{c1med}(2n - 1) + 2B\} \quad [m], \quad (10.196, a)$$

în care :

$$l_{1med} = \frac{\pi(D + h_{c1})}{Z_1} \quad [m] ; \quad (10.196, b)$$

$$b_{c1med} = l_{1med} - b_{d1} \quad [m] ; \quad (10.196, c)$$

Z_1 — numărul de creștături statorice ;

D — diametrul interior al statorului, în m ;

h_{c1} — înălțimea creștăturilor statorice, în m ;

b_{d1} — lățimea dinților statorici, în m ;

m — numărul de faze ;

q — numărul de creștături pe pol și fază ;

$B \approx D/4 \quad [m]$.

Cu aproximație, se poate folosi relația :

$$l_{f1} = \frac{\pi(D + h_{c1})}{2p} + \frac{D}{2} - \frac{qb_{d1}}{2} \quad [m]. \quad (10.196, d)$$

La motoarele asincrone monofazate (cu element de pornire), $q_A \neq q_B$ și deci și $l_{f1A} \neq l_{f1B}$.

Pentru înfășurările cu bobine concentrice avînd număr diferit de spire (sinusoidale) rezultă :

$$l_{f1} = \frac{2p}{w_1} \sum_{n=1}^{q_b} w_n \left[l_{1med}(y_1 + 2n - 2) + \frac{w_n d_{1c}^2}{h_{c1}} + 2B \right] \quad [m], \quad (10.196, e)$$

în care :

q_b este numărul de bobine pe pol și fază ;

w_n — numărul de spire al bobinei a n-a ;

d_{1c} — diametrul conductorului izolat, în m ;

y_1 — pasul bobinei interioare (primei bobine)

h_{c1} — înălțimea înfășurării în creștătură, în m ;

$B = (0.5 \div 1) \cdot 10^{-2} \quad [m]$.

Pentru înfășurările în dublu strat :

$$l_{f1} = \pi k_1 (D + h_{c1}) y / Z_1 + 2B \quad [m], \quad (10.196, f)$$

în care :

y este pasul înfășurării, în creștături ;

$k_1 = 1.2$ pentru $2p = 2$, respectiv $k_1 = 1.3$ pentru $2p = 4$.

2) **Rezistența înfășurării rotorice (coliviei) raportată la faza A** se determină cu o relație similară cu (10.125), avînd în vedere și relația (10.78) :

$$R'_{2A} = \frac{4mw_{1A}^2 k_{w2}^2}{Z_2 k_{w2}^2} \left[R_b + \frac{R_i}{2 \sin^2(p\pi/Z_2)} \right] \quad [\Omega], \quad (10.197)$$

în care (v. și rel. 10.78, a) :

$$R_b = \rho_{b2} \frac{L_b}{s_b} \quad [\Omega] \quad (10.197, a)$$

este rezistența unei bare a înfășurării rotorice (coliviei), de lungime L_b , în m, și de secțiune s_b , în mm^2 ;

$$R_i = \rho_{i2} \frac{L_i}{s_i} \quad [\Omega] \quad (10.197, b)$$

este rezistența unui segment de inel de scurtcircuitare cu diametrul D_i și secțiunea s_i ;

L_i se determină cu relația (10.78, b) ;

Z_2 — numărul de creștături rotorice ;

k_{w2} — factorul de înfășurare pentru rotor, egal cu factorul de înclinare, dat de relația (10.50, a).

3) **Reactanțele de scăpări ale înfășurării statorice** se determină cu relația (v. și rel. 10.79, a) :

$$X_{\sigma 1A,B} = 0,158 \frac{f}{100} \left(\frac{w_{1A,B}}{100} \right)^2 \frac{l_{Fe}}{pq} (\lambda_{c1A,B} + \lambda_{f1A,B} + \lambda_{d1A,B}) \quad [\Omega], \quad (10.198)$$

în care :

$\lambda_{c1A,B}$ este permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătură, pentru fazele A și B, calculată conform paragrafului 10.8.3 punctul A, corespunzător formei adoptate pentru creștătură.

În cazul înfășurărilor cu configurații diferite ale creștăturilor și bobine cu număr de spire diferit, se calculează permeanța λ_{c1n} , pentru fiecare creștătură în care se află bobina cu numărul de ordine n , cu relațiile de la paragraful menționat, în care se ia $k_B = k'_B = 1$, ținîndu-se cont și de distribuția

laturilor de bobină în creștături. Apoi se determină valoarea medie a acestei permeanțe cu relația :

$$\lambda_{c1A,B} = \frac{q_b \sum_{n=1}^{q_b} \lambda_{c1n} w_n^2}{\left(\sum_{n=1}^{q_b} w_n \right)^2}, \quad (10.198, a)$$

unde q_b este numărul de bobine pe pol și fază, iar w_n — numărul de spire în bobina cu numărul de ordine n .

Pentru înfășurarea bifilară (folosită ca înfășurare auxiliară la motoarele monofazate cu element de pornire rezistiv), coeficientul k'_B din relațiile lui λ_{c1} se înlocuiește cu coeficientul :

$$k'_B = k'_B k_{bif}, \quad (10.198, b)$$

în care k_{bif} este un coeficient care ține cont de modificarea cîmpului magnetic de scăpări în creștătură și se calculează cu relațiile :

— pentru dispunerea spirelor bifilare la baza creștăturilor

$$k_{bif} = \frac{w_i}{w_a + w_i} \left[2 \left(\frac{w_i}{w_a + w_i} \right)^2 + \frac{w_a}{w_i} - 1 \right]; \quad (10.198, c)$$

— pentru dispunerea spirelor bifilare la partea superioară a creștăturilor :

$$k_{bif} = \frac{w_a}{w_a + w_i} \left[2 \left(\frac{w_a}{w_a + w_i} \right)^2 + \frac{w_i}{w_a} - 1 \right]; \quad (10.198, d)$$

— pentru dispunerea uniformă a spirelor bifilare pe înălțimea creștăturilor :

$$k_{bif} = 1,$$

în care :

w_a este numărul de spire pe bobină care produce solenație în sens direct ;

w_i — numărul de spire pe bobină care produce solenație în sens invers.

Numărul efectiv de spire în bobină (care se ia în considerare în relația 10.198) este :

$$w_{bif} = w_a - w_i; \quad (10.198, e)$$

$\lambda_{f1A,B}$ — permeanța geometrică specifică a scăpărilor în părțile frontale, pentru fazele A și B. Se calculează cu următoarele relații, în funcție de tipul înfășurării :

— înfășurare bifazată într-un strat, cu $2p$ grupe de bobine pe fază :

$$\lambda_{f1} = 0,27 \frac{q}{l_{r0}} (l_f - 0,64 \tau); \quad (10.199)$$

— înfășurare bifazată într-un strat, cu p grupe de bobine pe fază :

$$\lambda_{f1} = 0,47 \frac{q}{l_{r0}} (l_f - 0,64 \tau); \quad (10.199, a)$$

— înfășurare cu $q_A \neq q_B$:

$$\lambda_{f1} = k_f \left(1 - 0,6 \frac{2pq}{Z_1} \right) \frac{q}{l_{r0}} (l_f - 0,64 \tau), \quad (10.199, b)$$

în care $k_f = 0,28$ pentru înfășurare în dublu strat, $k_f = 0,39$ pentru înfășurare într-un strat cu $2p$ grupe de bobine pe fază, respectiv $k_f = 0,67$ pentru înfășurare într-un strat cu p grupe de bobine pe fază.

În cazul înfășurărilor sinusoidale, λ_{f1} de determină cu relația (10.199, b), în care se ia $k_f = 0,39$ și $q = 2q_b$ (q_b are semnificația din rel. 10.196, c);

$\lambda_{1A,B}$ — permeanța geometrică specifică a scăpărilor diferențiale, pentru fazele A și B. Se calculează (cu aproximație) conform paragrafului 10.8.3, punctul B (v. rel. 10.95).

OBSERVAȚIE. La motoarele asincrone bifazate (fig. 10.88, d+f) se poate scrie (v. și rel. 10.188, d)

$$X_{\sigma 1k} = k^2 X_{\sigma 1k}, \quad (10.199, c)$$

4) Reactanța de scăpări a înfășurării rotorice, raportată la faza A :

$$X'_{\sigma 2A} = 0,316m \frac{f}{100} \left(\frac{w_{1A}}{100} \right)^2 \frac{l_{r0}}{Z_2} \left(\frac{k_{w1A}}{k_{w2}} \right)^2 (\lambda_{c2} + \lambda_{f2} + \lambda_{d2} + \lambda_{i2}) [\Omega], \quad (10.200)$$

în care :

m este numărul de faze ($m = 2$ pentru înfășurările monofazate și bifazate);

λ_{c2} — permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătura rotorice care se calculează conform paragrafului 10.8.3, punctul A, corespunzător creștăturilor folosite ;

λ_{f2} — permeanța geometrică specifică a scăpărilor în părțile frontale ale înfășurării rotorice, care se calculează cu relațiile (10.104);

λ_{d2} — permeanța geometrică specifică a scăpărilor diferențiale, care se calculează cu relația (10.96);

λ_{i2} — permeanța geometrică specifică a scăpărilor înfășurării, datorită înclinării creștăturilor rotorice :

$$\lambda_{i2} = \frac{D}{3,8Z_2 k_c k_s} \beta_i^2, \quad (10.200, a)$$

în care :

k_s este factorul de saturație ($k_s = 1,15 + 1,5$), iar :

$$\beta_i = \frac{c_i}{l_2}, \quad (10.200, b)$$

unde l_2 este pasul dentar rotorice, iar c_i este înclinarea creștăturilor rotorice (v. rel. 10.50 și fig. 10.22, înclinarea fiind b).

5) Reactanțele utile :

$$X_{mA,B} = \frac{2mf\mu_0 D l_{r0}}{k_c k_f \delta} \left(\frac{w_{1A,B} k_{w1A,B}}{p} \right)^2 [\Omega], \quad (10.201)$$

în care mărimile au semnificația celor din relațiile anterioare.

6) Rezistența circuitului de magnetizare :

$$R_{mA} = \frac{mE_{Ad}^2}{P_{r01d}} [\Omega], \quad (10.202)$$

în care :

E_{Ad} este t.e.m. de succesiune directă indusă în faza A a înfășurării statorice, calculată cu relațiile :

— pentru cîmpul magnetic învîrtilor circular :

$$E_{Ad} = k_E U_N \quad [\text{V}]; \quad (10.203)$$

— pentru cîmpul magnetic învîrtilor eliptic :

$$E_{Ad} = k_E U_{Ad} \quad [\text{V}], \quad (10.203, a)$$

unde :

U_N este valoarea nominală a tensiunii de alimentare;

U_{Ad} — tensiunea de succesiune directă, în general diferită de U_N (în primă aproximație se adoptă $U_{Ad} = U_N$); la motoarele monofazate :

$$U_{Ad} = U_N \frac{Z_{Ad}}{Z_{Ad} + Z_{Ai}} \quad [\text{V}], \quad (10.203, b)$$

în care Z_{Ad} și Z_{Ai} sint impedanțele de succesiune directă și inversă ale fazei A (v. fig. 10.97);

$$k_E = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{X_{\sigma 1A}}{X_{mA}}\right)^2 + \left(\frac{R_{1A}}{X_{mA}}\right)^2 + \left(\frac{2R_{1A}}{R_{2A}}\right)^2}}; \quad (10.204)$$

P_{Fe1d} — pierderile în circuitul magnetic statoric determinate de cîmpul magnetic de succesiune directă.

OBSERVAȚIE. În mod obișnuit se neglijează influența pierderilor P_{Fe1d} asupra ecuațiilor de funcționare, iar rezistența R_{mA} nu apare în schemele echivalente.

7) Parametrii în unități relative (u.r.). Pentru generalizarea rezultatelor cercetării motoarelor avînd diferite puteri și turații, este recomandat să se folosească parametrii schemelor echivalente, în unități relative (u.r.). Acești parametri se notează, în continuare, cu litere mici, iar pentru cei rotorici se renunță la semnul „prim“ ('), deși sint raportați la stator.

Ca mărime de bază (pentru raportare) se alege rezistența înfășurării rotorice raportată la faza A statorică R'_{2A} , care are avantajul că nu depinde de gradul de saturație al mașinii.

În acest scop se definesc următorii parametri în u.r. :

— rezistențele înfășurărilor statorice :

$$r_{1A,B} = R_{1A,B}/R'_{2A} \quad [\text{u.r.}]; \quad (10.205)$$

— reactanțele de scăpări ale înfășurărilor statorice :

$$x_{\sigma 1A,B} = X_{\sigma 1A,B}/R'_{2A} \quad [\text{u.r.}]; \quad (10.205, a)$$

— reactanțele utile :

$$x_{mA,B} = X_{mA,B}/R'_{2A} \quad [\text{u.r.}]; \quad (10.205, b)$$

— reactanța de scăpări a înfășurării rotorice raportată la faza A statorică :

$$x_{\sigma 2A} = X'_{\sigma 2A}/R'_{2A} \quad [\text{u.r.}]. \quad (10.205, c)$$

10.12.4. CALCULUL CARACTERISTICILOR DE FUNCȚIONARE ALE MOTOARELOR ASINCRONE CU CONDENSATOR

Caracteristicile de funcționare ale motoarelor asincrone alimentate de la rețeaua monofazată sint, în principal, aceleași cu cele ale motoarelor asincrone trifazate și anume :

— caracteristica mecanică naturală $M = f(s)$;

— caracteristicile n , I_{1A} , I_{1B} , I , $\cos \varphi$, $\eta = f(P_2)$;

— cuplurile relative de pornire $k_P = M_P/M_N$ și maxim $k_M = M_m/M_N$;

— tensiunea la bornele condensatorului la funcționarea în gol.

Pentru calculul caracteristicilor de funcționare se impune cunoașterea următoarelor mărimi :

— tensiunea nominală U_N ;

— parametrii în u.r. ai schemei echivalente (v. punctul 7 de la paragraful 10.12.3 B);

— valoarea absolută a rezistenței înfășurării rotorice raportată la faza principală a înfășurării statorice R'_{2A} , în Ω (aleasă ca mărime de bază în raportarea parametrilor);

— factorul de transformare $k = w_{1B}k_{w1B}/w_{1A}k_{w1A}$.

Pentru simplificarea calculului se utilizează parametrii schemelor echivalente transformate, în u.r. (fig. 10.98), în care reactanța de magnetizare se trece în locul reactanței de scăpări a rotorului, iar parametrii transformați, în u.r., se calculează cu relațiile :

$$\begin{aligned} x'_m &= c_2 x_m; \quad r'_1 = r_1 c_2^2; \\ x'_{\sigma 1} &= x_{\sigma 1} c_2^2 + x_{\sigma 2} c_2; \quad x'_c = x_c c_2^2, \end{aligned} \quad (10.206)$$

în care :

$$x_m = x_{mA}; \quad r_1 = r_{1A}; \quad x_{\sigma 1} = x_{\sigma 1A}; \quad x_{\sigma 2} = x_{\sigma 2A}. \quad (10.206, a)$$

Coefficientul de corecție al schemei transformate este :

$$c_2 = 1 + x_{\sigma 2}/x_m. \quad (10.207)$$

În cazul general, impedanțele fazelor principală și auxiliară pot fi diferite. Acest lucru se ia în considerare prin parametrii suplimentari în u.r. (fig. 10.98, b) :

$$\begin{aligned} r_s &= (r_{1B} - r_1) c_2^2; \\ x_s &= (x_{\sigma 1B} - x_{\sigma 1}) c_2^2, \end{aligned} \quad (10.208)$$

în care $r_1 = r_{1A}$ și $x_{\sigma 1} = x_{\sigma 1A}$.

La motoarele bifazate cu condensator, $x_s = 0$.

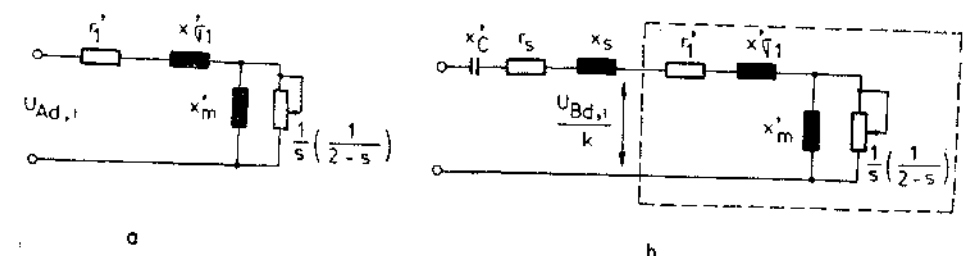


Fig. 10.98. Schemele echivalente transformate ale motoarelor asincrone bifazate cu condensator pentru succesiunile directă și inversă :

a — faza principală (A); b — faza auxiliară (B).

A. Motoarele asincrone cu condensator de funcționare

Calculul caracteristicilor motoarelor asincrone cu condensator, cu asimetrie electrică a fazelor statorice, se face prin utilizarea metodei componentelor simetrice și folosirea schemelor echivalente transformate (fig. 10.98). Cum se vede din figură, schemele echivalente ale fazei auxiliare B, pentru succesiunile directă și inversă, sînt reprezentate de schemele pentru aceleași succesiuni ale fazei A (separate cu linie punctată în figura 10.98, b) înseriate cu parametrii r_s , x_s și x'_c . Prin aceasta, motorul asincron cu condensator se poate înlocui, pentru fiecare alunecare, cu o *mașină echivalentă simetrică bifazată* (cu parametrii schemei echivalente pe fază aceiași ca cei ai fazei principale), alimentată cu sistemul nesimetric de tensiuni $\underline{U}$ și $\frac{1}{k} \underline{U}_B$, unde:

$$\frac{1}{k} \underline{U}_B = \alpha_{(s)} \underline{U} e^{j\beta_{(s)}}, \quad (10.209)$$

în care:

$\alpha_{(s)}$ este coeficient de semnal pentru alunecarea s ;

$\beta_{(s)}$ — unghiul de defazaj între fazorii $\frac{1}{k} \underline{U}_B$ și $\underline{U}$, pentru alunecarea s .

Mărimile de calcul raportate la faza A, tensiunea $\frac{1}{k} \underline{U}_B$ și unghiul $\beta_{(s)}$, depind de valoarea alunecării.

Această metodă de trasare a caracteristicilor de funcționare este comodă și presupune obținerea în etape, prin calcul, a următoarelor mărimi:

— valorile în u.r. ale componentelor activă și reactivă a curenților mașinii echivalente simetrică pentru alunecările s și $2-s$;

— coeficientul de semnal $\alpha_{(s)}$ și unghiul de defazaj $\beta_{(s)}$ pentru fiecare alunecare;

— valorile relative și absolute ale curenților prin înfășurări și factorul de putere;

— puterea electromagnetică în u.r., pentru succesiunile directă și inversă, în cazul mașinii simetrice;

— puterea electromagnetică, cuplul, pierderile și randamentul.

Calculul se realizează pentru 5 ÷ 6 valori ale alunecării, în intervalul de la s_0 la s_k și pentru $s = 1$, s_0 fiind alunecarea corespunzătoare funcționării în gol.

Determinarea principalelor mărimi necesare se face astfel:

1) Alunecarea critică a mașinii simetrice:

$$s_k = \frac{1}{z'_1 x'_m} \sqrt{r_1'^2 + (x'_{c1} + x'_m)^2}, \quad (10.210)$$

în care:

$$z'_1 = \sqrt{r_1'^2 + x_{c1}'^2} \quad [\text{u.r.}] \quad (10.210, a)$$

este impedanța pe fază a înfășurării statorice, iar ceilalți parametri sînt definiți de relația (10.206).

2) Componentele activă și reactivă ale curenților statorici la mașina simetrică:

— pentru alunecarea s ;

$$i_{a(s)} = \frac{s^2 r_1' + s + A}{z_1'^2 (s^2 + Bs + s_k^2)} \quad [\text{u.r.}]; \quad (10.211)$$

$$i_{r(s)} = \frac{s^2 x'_{c1} + D}{z_1'^2 (s^2 + Bs + s_k^2)} \quad [\text{u.r.}];$$

— pentru alunecarea $s = 1$ (la pornire):

$$i_{ka} = \frac{r_1' + 1 + A}{z_1'^2 (1 + B + s_k^2)} \quad [\text{u.r.}]; \quad (10.211, a)$$

$$i_{kr} = \frac{x'_{c1} + D}{z_1'^2 (1 + B + s_k^2)} \quad [\text{u.r.}];$$

— pentru alunecarea $(2-s)$:

$$i_{a(2-s)} = \frac{r_1'(2-s)^2 + (2-s) + A}{z_1'^2 [(2-s)^2 + B(2-s) + s_k^2]} \quad [\text{u.r.}]; \quad (10.212)$$

$$i_{r(2-s)} = \frac{x'_{c1}(2-s)^2 + D}{z_1'^2 [(2-s)^2 + B(2-s) + s_k^2]} \quad [\text{u.r.}];$$

în care:

$$A = r_1'/x_m'^2; \quad B = 2r_1'/z_1'^2; \quad D = (x'_{c1} + x'_m)/x_m'^2. \quad (10.213)$$

3) Coeficientul de semnal și unghiul de defazaj al tensiunii $\underline{U}_B/k$:

— pentru $x_s = 0$ și $s \neq 1$:

$$\alpha_{(s)} = \sqrt{\frac{(r_s b - x'_c d)^2 + (r_s d - x'_c b + 2/k)^2}{(r_s c + x'_c a) + (r_s a - x'_c c + 2)^2}}, \quad (10.214)$$

$$\beta_{(s)} = \arctg \frac{2/k - r_s d - x'_c b}{r_s b - x'_c d} - \arctg \frac{2 + r_s a - x'_c c}{r_s c + x'_c a},$$

în care:

$$a = i_{a(s)} + i_{a(2-s)}; \quad b = i_{a(s)} - i_{a(2-s)}; \quad (10.214, a)$$

$$c = i_{r(s)} + i_{r(2-s)}; \quad d = i_{r(s)} - i_{r(2-s)};$$

— pentru $x_s \neq 0$ și $s \neq 1$:

$$\alpha_{(s)} = \sqrt{\frac{[r_s b + (x_s - x'_c)d]^2 + [2/k - r_s d + (x_s - x'_c)b]^2}{[r_s c - (x_s - x'_c)a]^2 + [2 + r_s a + (x_s - x'_c)]^2}}, \quad (10.215)$$

$$\beta_{(s)} = \arctg \frac{2/k - r_s d + (x_s - x'_c)b}{r_s b + (x_s - x'_c)d} - \arctg \frac{2 + r_s a + (x_s - x'_c)c}{r_s c - (x_s - x'_c)a}.$$

La pornire $s = 1$; $i_{a(s)} = i_{a(2-s)} = i_{ka}$; $i_{r(s)} = i_{r(2-s)} = i_{kr}$ și deci:

— pentru $x_s = 0$ și $s = 1$:

$$\alpha_k = \frac{1}{\sqrt{(r_1' i_{kr} + x'_{c1} i_{ka})^2 + (1 + r_1' i_{ka} - x'_{c1} i_{kr})^2}}; \quad (10.215, a)$$

$$\beta_k = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{r_1' i_{kr} - x'_{c1} i_{ka} + 1}{r_1' i_{kr} + x'_{c1} i_{ka}};$$

— pentru $x_s \neq 0$ și $s = 1$:

$$\alpha_{k1} = \frac{1}{k} \frac{1}{\sqrt{[r_s i_{kr} - (x_s - x'_0) i_{ka}]^2 + [r_s i_{ka} + (x_s - x'_0) i_{kr} + 1]^2}}; \quad (10.215, b)$$

$$\beta_{k1} = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{r_s i_{ka} + (x_s - x'_0) i_{kr} + 1}{r_s i_{kr} - (x_s - x'_0) i_{ka}}.$$

OBSERVAȚIE. La calculul unghiurilor $\beta_{(s)}$ și β_k este necesar să se considere semnele numărătorului și numitorului expresiilor cărora li se aplică funcția $\arctg$, pentru a determina corect cadrantul în care se află aceste unghiuri.

4) Curentul de bază pentru faza A:

$$I_b = \frac{e_1^2 U_N}{R_{2,1}} \quad [A]. \quad (10.216)$$

5) Componentele activă și reactivă ale curenților de succesiune directă și inversă prin faza A:

— pentru succesiunea directă:

$$I_{Ada} = \frac{b}{2} [(1 + \alpha_I) i_{a(s)} - \alpha_{II} i_{r(s)}] \quad [A]; \quad (10.217)$$

$$I_{Aar} = -\frac{I_b}{2} [(1 + \alpha_I) i_{r(s)} + \alpha_{II} i_{a(s)}] \quad [A];$$

— pentru succesiunea inversă:

$$I_{Aia} = \frac{I_b}{2} [(1 - \alpha_I) i_{a(2-s)} + \alpha_{II} i_{r(2-s)}] \quad [A], \quad (10.218)$$

$$I_{Air} = -\frac{I_b}{2} [(1 - \alpha_I) i_{r(2-s)} - \alpha_{II} i_{a(2-s)}] \quad [A],$$

în care:

$$\alpha_I = \alpha_{(s)} \sin \beta_{(s)}; \quad (10.219)$$

$$\alpha_{II} = \alpha_{(s)} \cos \beta_{(s)}.$$

6) Componentele activă și reactivă ale curentului prin faza A:

$$I_{Aa} = I_{Ada} + I_{Aia} \quad [A]; \quad (10.220)$$

$$I_{Ar} = I_{Aar} + I_{Air} \quad [A].$$

7) Curentul total și factorul de putere al fazei A:

$$I_A = \sqrt{I_{Aa}^2 + I_{Ar}^2} \quad [A]; \quad (10.221)$$

$$\cos \varphi_A = I_{Aa} / I_A.$$

8) Componentele activă și reactivă ale curentului prin faza B:

$$I_{Ba} = \frac{1}{k} (I_{Ada} - I_{Aia}) \quad [A]; \quad (10.222)$$

$$I_{Br} = \frac{1}{k} (I_{Air} - I_{Aar}) \quad [A].$$

9) Curentul total și factorul de putere al fazei B:

$$I_B = \sqrt{I_{Ba}^2 + I_{Br}^2} \quad [A]; \quad (10.223)$$

$$\cos \varphi_B = I_{Ba} / I_B.$$

10) Curentul de pornire prin faza A și factorul de putere la pornire:

$$I_{Ak} = I_b \sqrt{i_{ka}^2 + i_{kr}^2} \quad [A]; \quad (10.224)$$

$$\cos \varphi_{Ak} = \frac{i_{ka} i_b}{I_{Ak}}.$$

11) Curentul de pornire prin faza B și factorul de putere la pornire:

$$I_{Bk} = \frac{\alpha_k I_b}{k} \sqrt{(i_{ka} \cos \beta_k + i_{kr} \sin \beta_k)^2 + (i_{ka} \sin \beta_k - i_{kr} \cos \beta_k)^2} \quad [A]; \quad (10.225)$$

$$\cos \varphi_{Bk} = \frac{\alpha_k I_b (\cos \beta_k + i_{kr} \sin \beta_k)}{k I_{Bk}}.$$

12) Curentul total absorbit de la rețea, la pornire:

$$I_k = I_p = \sqrt{(I_{Ak} \cos \varphi_{Ak} + I_{Bk} \cos \varphi_{Bk})^2 + (I_{Ak} \sin \varphi_{Ak} + I_{Bk} \sin \varphi_{Bk})^2} \quad [A]. \quad (10.226)$$

13) Factorul de putere rezultat la pornire:

$$\cos \varphi_k = \frac{I_{Ak} \cos \varphi_{Ak} + I_{Bk} \cos \varphi_{Bk}}{I_k}. \quad (10.227)$$

14) Puterea electromagnetică:

$$P_M = 2P_b \frac{(1 + 2\alpha_I + \alpha_{II}^2) f_{(s)} - (1 - 2\alpha_I + \alpha_{II}^2) f_{(2-s)}}{4[s_k^2(1 + s_k^2) + 2r_1]} \quad [W], \quad (10.228)$$

în care:

$$P_b = \frac{U_N^2 e_1^2}{R_{2,1}} \quad [W];$$

$$f_{(s)} = s \frac{s_k^2 + 1 + B}{s_k^2 + s^2 + sB}; \quad (10.228, a)$$

$$f_{(2-s)} = (2-s) \frac{s_k^2 + 1 + B}{s_k^2 + (2-s)^2 + (2-s)B}.$$

15) Cuplul electromagnetic:

$$M = \frac{30P_M}{\pi n_1} \quad [Nm], \quad (10.229)$$

în care n_1 este turația de sincronism, în rot/min.

16) Pierderile de putere:

— pierderile mecanice:

$$P_{mec} = 0,1P_N \quad [W] \quad \text{— pentru } P_N \leq 60 \text{ W};$$

$$P_{mec} = 0,5P_N \quad [W] \quad \text{— pentru } P_N > 60 \text{ W}; \quad (10.230)$$

— pierderile în înfășurările statorice :

$$P_{e11} = R_{1A} I_A^2 + R_{1B} I_B^2 \quad [\text{W}]; \quad (10.230, a)$$

— pierderile în înfășurarea rotorului :

$$P_{e12} = U_N I_{A0} + U_N I_{B0} - P_{MEC} - P_{e11} \quad [\text{W}], \quad (10.230, b)$$

unde :

$$P_{MEC} = P_M (1 - s) \quad [\text{W}], \quad (10.230, c)$$

este puterea mecanică ;

— pierderile suplimentare la funcționarea în sarcină :

$$P_s = 0,03 P_N / \eta' \quad [\text{W}], \quad (10.230, d)$$

în care randamentul η' este determinat fără considerarea pierderilor suplimentare ;

— pierderile totale :

$$\Sigma P = P_{Fe1} + P_{e11} + P_{e12} + P_{mec} + P_s \quad [\text{W}], \quad (10.231)$$

în care P_{Fe1} sînt pierderile în miezul feromagnetic al motorului (stator și rotor) care se determină conform paragrafelor 20.1 și 20.2.

17) Puterea utilă și cuplul util :

$$P_2 = P_{MEC} - P_{mec} - P_s \quad [\text{W}]; \quad (10.232)$$

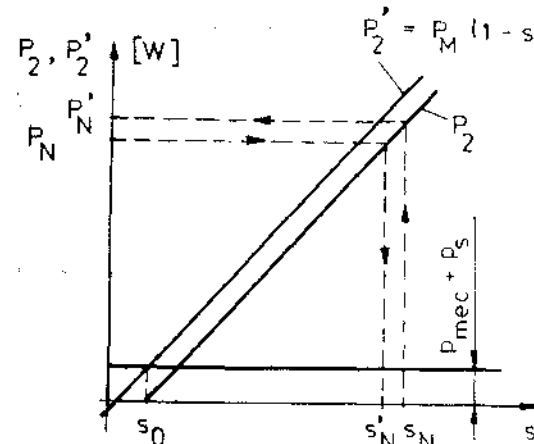
$$M_2 = \frac{30 P_2}{\pi n_1 (1 - s)} \quad [\text{Nm}]. \quad (10.233)$$

18) Puterea absorbită de la rețea și randamentul :

$$P_1 = P_2 + \Sigma P \quad [\text{W}]; \quad (10.234)$$

$$\eta = 1 - \frac{\Sigma P}{P_1}. \quad (10.235)$$

19) Alunecarea nominală corectată se obține cu ajutorul alunecării la funcționarea în gol, s_0 (v. fig. 10.99), considerînd că dependența $P_2 = f(s)$ este liniară pentru $s \leq s_N$ și deci :



$$s'_N = \frac{P_N}{P'_N} (s_N - s_0) + s_0, \quad (10.236)$$

unde P_N este dată prin tema de proiectare, s_0 și P'_N rezultă din figura 10.99, iar :

$$s_N = \frac{P_{e12N}}{P_{MN}}, \quad (10.236, a)$$

în care P_{e12N} și P_{MN} se calculează cu relațiile (10.230, b), respectiv (10.228) și corespund

alunecării pentru care P_2 , calculată cu relația (10.232), este egală cu P_N impusă prin temă.

20) Cuplul util nominal :

$$M_{2N} = \frac{30 P_{2N}}{\pi n_1 (1 - s_N)} \quad [\text{Nm}]. \quad (10.237)$$

21) Cuplul maxim M_m se calculează cu ajutorul relațiilor (10.228) și (10.229) pentru $s = s_k$, dat de relația (10.210).

Capacitatea de supraîncărcare se determină cu relația :

$$k_M = M_m / M_{2N}. \quad (10.238)$$

valoare care se compară cu cea impusă prin tema de proiectare.

22) Puterea electromagnetică și cuplul, la pornire :

$$P_{Mt} = \frac{2 P_s \alpha_k \sin \beta_k}{z_1^2 (1 + s_k^2) + 2 r_1'} \quad [\text{W}]; \quad (10.239)$$

$$M_p = \frac{30 P_{Mt}}{\pi n_1} \quad [\text{Nm}]. \quad (10.239, a)$$

Cuplul de pornire raportat la cel nominal se obține cu relația :

$$k_p = \frac{M_p}{M_{2N}}, \quad (10.240)$$

valoare care se compară cu cea impusă prin temă.

23) Reactanța condensatorului de lucru se calculează cu relația :

$$X_{CL} = \frac{3 \cdot 180}{C_{LN}} \quad [\Omega], \quad (10.241)$$

unde C_{LN} este valoarea standardizată a capacității acestui condensator, în μF , aleasă cât mai apropiată de valoarea :

$$C_L = \frac{1 \cdot 590 (P_N + P_{mec})}{k^2 x_{CL} s_N (k_s U_N)^2 (1 - s_N)} \quad [\mu\text{F}], \quad (10.241, a)$$

în care :

k, k_E, P_{mec} (în W) și s_N au semnificațiile din relațiile (10.188, a), (10.204), (10.230), respectiv (10.236, a) ;

P_N în W și U_N în V sînt valorile nominale ale puterii utile și tensiunii de alimentare, iar :

$$x_{CL} = \left(1 + \frac{1}{k^2} \right) \left[\sigma - 1 + \frac{1}{1 + (x'_{mN})^2} \right] x'_m \quad [\text{u.r.}] \quad (10.241, b)$$

este reactanța calculată a condensatorului de lucru. Reactanța x'_m în u.r. este dată de relația (10.206), iar coeficientul global de scăpări se calculează cu relația :

$$\sigma = \left(1 + \frac{x_{\sigma 1A}}{x_{mA}} \right) \left(1 + \frac{x_{\sigma 2A}}{x_{mA}} \right), \quad (10.241, c)$$

în care parametrii sînt dați de relațiile (10.205).

Fig. 10.99. Determinarea alunecării la funcționarea în gol și a alunecării nominale corectată.

24) Tensiunea pe condensator, la funcționarea în gol :

$$U_{C0} = I_R X_{CL} \quad [\text{V}], \quad (10.242)$$

care trebuie să îndeplinească condiția $U_{C0} \leq U_{CN}$, U_{CN} fiind tensiunea nominală a condensatorului de lucru (de funcționare).

B. Particularitățile calculului caracteristicilor de funcționare ale motoarelor asincrone monofazate cu element de pornire (M.A.E.P.)

Calculul caracteristicilor M.A.E.P. în regim de pornire se realizează conform metodicii expusă mai sus la punctul A, pentru alunecări de la $s = s_k$ până la $s = 1$, cînd sînt conectate la rețea ambele înfășurări. Specific pentru M.A.E.P. este faptul că valorile impedențelor de scăpări pentru înfășurarea principală și auxiliară sînt diferite. Această diferență se ia în considerare prin parametri suplimentari r_s și x_s (v. rel. 10.208).

În cazul motoarelor cu element de pornire rezistiv exterior, rezistența suplimentară se calculează cu relația :

$$r_s = (r_{1R} - r_{1A} + r_p) \epsilon_2^2 \quad [\text{u.r.}], \quad (10.243)$$

unde :

$$r_p = \frac{R_p}{k^2 R_{2A}} \quad [\text{u.r.}], \quad (10.243, a)$$

iar R_p este rezistența elementului rezistiv, în Ω .

În regim de funcționare (cînd $s_0 \leq s < s_k$), la rețea este conectată numai înfășurarea principală (de lucru).

Coefficientul de semnal și unghiul de defazaj dintre tensiunile de calcul se determină cu relațiile :

$$\alpha_{(s)} = \sqrt{\frac{(i_{a(s)} - i_{a(2-s)})^2 + (i_{r(s)} - i_{r(2-s)})^2}{(i_{a(s)} + i_{a(2-s)})^2 + i_{r(s)}^2 + (i_{r(2-s)})^2}}; \quad (10.244)$$

$$\beta_s = \arctg \frac{-(i_{r(s)} - i_{r(2-s)})}{i_{a(s)} - i_{a(2-s)}} = \arctg \frac{i_{a(s)} + i_{a(2-s)}}{i_{r(s)} + i_{r(2-s)}},$$

unde $i_{a(s)}$, $i_{a(2-s)}$, $i_{r(s)}$, $i_{r(2-s)}$ se determină cu relațiile (10.211) și (10.212).

În cazul alimentării monofazate, calculul caracteristicilor se simplifică într-o oarecare măsură deoarece :

$$I_{Aa} = I_{Ala} \text{ și } I_{Ar} = I_{Atr} \quad (10.245)$$

În acest caz, conform relațiilor (10.220) și (10.221), rezultă :

$$I_{Aa} = 2I_{Aa}; \quad I_{Ar} = 2I_{Ar};$$

$$I_A = I = \sqrt{I_{Aa}^2 + I_{Ar}^2} \quad [\text{A}]; \quad (10.246)$$

$$\cos \varphi_A = \cos \varphi = \frac{I_{Aa}}{I_A}.$$

Calculul puterii electromagnetice se face cu relațiile din paragraful anterior, în care $\alpha_{(s)}$ și $\beta_{(s)}$ se iau cei calculați cu relațiile (10.244).

La calculul randamentului se are în vedere faptul că :

$$P_{clB} = R_B I_B^2 = 0.$$

Cuplul maxim și alunecarea critică se pot calcula cu relațiile menționate mai sus, la punctul A al acestui paragraf.

OBSERVAȚII.

1) La mașinile de putere mică, înfășurarea statorică se execută cu număr de creștături pe pol și fază mic, ceea ce implică un conținut mai mare de armonici în curba spațială a solenației. La motoarele cu înfășurare bifazată există și armonica spațială de ordinul 3 în curba solenației. Considerarea influenței acestor armonici în calcul este dificilă. Așa cum a reieșit din calculele pentru un număr mare de mașini aflate în fabricație, prezența armoniilor superioare de spațiu determină scăderea valorilor obținute experimental cu 10–15% pentru cuplul de pornire și cu 3–5% pentru cuplul maxim, față de valorile calculate cu relațiile anterioare (corespunzătoare armoniei fundamentale de spațiu).

2) Schimbarea sensului de rotație la motoarele asincrone alimentate la rețeaua monofazată se face prin comutarea conductorului rețelei de la o bornă a condensatorului (de funcționare sau/și de pornire) la cealaltă bornă.

10.12.5. MOTOARE ASINCRONE TRIFAZATE ALIMENTATE DE LA REȚEAUA MONOFAZATĂ

În mod obișnuit, motoarele asincrone de mică putere, cu înfășurarea statorică trifazată, sînt utilizate pentru alimentarea de la rețeaua trifazată. Ele pot fi însă alimentate și de la rețeaua monofazată.

În cazul alimentării motorului cu înfășurare trifazată de la rețeaua monofazată se impune utilizarea unui element de circuit care să asigure defazarea curentului în anumite porțiuni ale înfășurării, în vederea asigurării cuplului de pornire diferit de zero. În majoritatea cazurilor se utilizează un element de defazare capacitiv, care asigură, la aceeași valoare a curentului de pornire, un cuplu de pornire de 5–6 ori mai mare decît în cazul unui element rezistiv sau inductiv.

Puterea utilă a motorului asincron trifazat conectat la rețeaua monofazată și avînd condensator de funcționare inseriat cu faza auxiliară poate ajunge pînă la (65–85%) din puterea nominală a motorului alimentat de la rețeaua trifazată.

În figura 10.100 se prezintă principalele scheme de conectare ale înfășurării motoarelor asincrone trifazate în cazul alimentării de la rețeaua monofazată. Condensatorul de pornire C_P are rolul de a asigura cuplul de pornire necesar, iar cel de funcționare C_L asigură un factor de putere superior. În cazul existenței ambelor condensatoare, pe perioada pornirii, capacitatea totală este egală cu suma capacităților acestor condensatoare. Pentru a evita confuziile, bornele de început ale fazelor înfășurării trifazate s-au notat cu literele R, S și T, iar fazele înfășurării bifazate cu A (cea de lucru) și B (cea auxiliară).

Motorul asincron trifazat cu condensator, alimentat de la rețeaua monofazată conform schemei din figura 10.100, c, este analog motorului bifazat cu fazele conectate în paralel (fig. 10.88, d). Parametrii schemei echiva-

Condițiile obținerii cîmpului magnetic învîrtitor circular și relațiile de trecere de la schemele motoarelor asincrone trifazate la schema de bază bifazată, cu condensator

Schema	Condițiile obținerii cîmpului magnetic circular. Relații de trecere la schema de bază				
	Element de defazaj arbitrar	Element de defazaj capacitiv	k_b	X_{Cb}	U_b
Fig. 10.100, a	$Z_c = (a - 1)Z_{Ra}$	$X_{Ra} = \sqrt{3} R_{Ra}$ $X_c = 2X_{Ra}$	$\sqrt{3}$	$2X_c$	$\frac{U_N}{\sqrt{2}}$
Fig. 10.100, b	$Z_c = \frac{1}{3}(a - 1)Z_{Ra}$	$X_{Ra} = \sqrt{3} R_{Ra}$ $X_c = \frac{2}{3} X_{Ra}$	$\sqrt{3}$	$6X_c$	$\frac{\sqrt{3}U_N}{\sqrt{2}}$
Fig. 10.100, c	$Z_c = -\frac{j}{\sqrt{3}}Z_{sta} - Z_{Ra}$	$X_{sta} = \sqrt{3} R_{Ra}$ $X_c = \frac{1}{\sqrt{3}} R_{Ra} + X_{sta}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	X_c	U_N

În tabelul 10.16 se dau condițiile pentru care aceste scheme asigură, în orice regim de lucru, aceleași mărimi de ieșire (putere utilă, cuplu de pornire, cuplu maxim, randament și factor de putere) ca și schema de bază, dacă parametrii, în u.r., ai schemei echivalente pentru faza principală sînt egali în cele două cazuri. Se dau, de asemenea, condițiile obținerii cîmpului magnetic învîrtitor circular atât pentru element de defazaj arbitrar, de impedanță Z_c , cît și pentru element de defazaj capacitiv avînd reactanța X_c .

Trecerea de la schemele analizate la cea de bază impune determinarea raportului de transformare k_b , al reactanței capacitive X_{Cb} , și al tensiunii de alimentare U_b , calculate în funcție de schema de conectare și de mărimile reale X_c și U_N (U_N este tensiune de linie pentru înfășurarea trifazată).

Pentru optimizarea datelor mașinilor asincrone trifazate alimentate de la rețeaua monofazată, o mare importanță o are alegerea corectă a capacităților de pornire și de funcționare. Pentru o tensiune dată, valorile acestor capacități depind de puterea nominală a motorului.

Peste o anumită putere limită ($P_{lim} \approx 1,7 \text{ kW}$), utilizarea motoarelor asincrone cu condensator nu este justificată economic din cauza volumului mare și a costului ridicat al condensatoarelor.

În continuare se prezintă relațiile simplificate de determinare a capacității condensatoarelor de pornire și de lucru, cît și a tensiunii acestora.

Ca valori nominale pentru tensiuni și curenți, în cazul alimentării monofazate, se adoptă mărimile nominale de fază, adică U_{fN} și I_{fN} ale motorului trifazat.

La stabilirea valorii condensatoarelor trebuie avută în vedere evitarea fenomenului de rezonanță a tensiunilor, cînd curențul în faza cu condensator depășește de mai multe ori curențul nominal, iar supratensiunile care apar pun în pericol personalul de deservire.

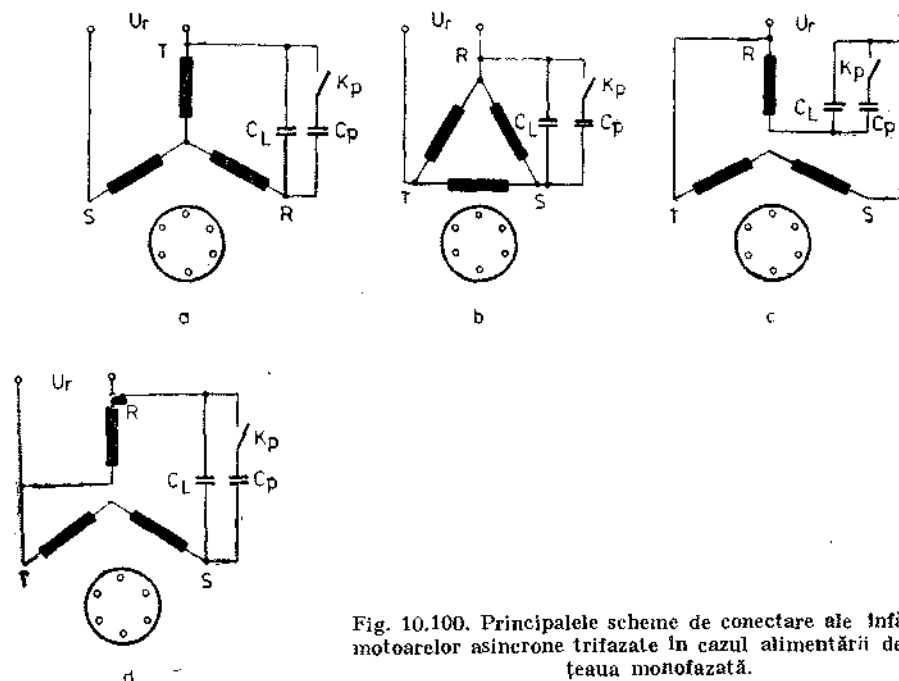


Fig. 10.100. Principalele scheme de conectare ale înfășurării motoarelor asincrone trifazate în cazul alimentării de la rețeaua monofazată.

lente, în acest caz, trebuie calculați ca și pentru înfășurarea bifazată, la care numărul de creștături pe pol și fază $q_A \neq q_B$ și anume:

$$\begin{aligned} Z_{1A} &= \frac{2}{3} Z_1; \\ Z_{1B} &= \frac{1}{3} Z_1; \end{aligned} \quad (10.247)$$

$$q_A = 2q_B = 2q;$$

$$w_{1A} = 2w_{1B} = 2w_1,$$

iar factorul de transformare este:

$$k = \frac{w_{1B} k_{w1B}}{w_{1A} k_{w1A}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} = \frac{1}{\sqrt{3}}, \quad (10.248)$$

unde:

- Z_1 este numărul de creștături statorice ale motorului trifazat;
- q — numărul de creștături pe pol și fază al înfășurării trifazate;
- w_1 — numărul de spiră pe fază al înfășurării trifazate.

Mărimile specifice fazei principale (obținută prin inserierea a două faze ale înfășurării trifazate — fig. 10.100, c) sînt notate cu indicele A, iar cele ale fazei auxiliare (inscrise cu condensatoarele C_p și/sau C_L), cu indicele B.

Pentru anumite scheme de conectare a înfășurării trifazate alimentată de la rețeaua monofazată se pot folosi rezultatele teoretice corespunzătoare schemei bifazate cu condensator (fig. 10.88, d), numită *schema de bază* (v. paragrafele 10.12.3 și 10.12.4).

A. Capacitatea condensatorului de lucru C_L

Este aleasă corect dacă, în sarcină, curenții și tensiunile pe faze sînt practic cele nominale. În acest caz puterea utilă este egală cu puterea nominală.

La motoarele asincrone cu condensator de lucru nu se obține simetria deplină a tensiunilor și curenților, mai ales pentru schemele din figurile 10.100, *a* și 10.100, *b*. Totuși, la orice schemă corespunde o valoare bine determinată a capacității de lucru, pentru care curenții în înfășurările motorului încărcat nu diferă decît în mod neînsemnat față de cei nominali.

Capacitatea condensatorului de lucru sau de funcționare este proporțională cu puterea nominală a motorului și invers proporțională cu tensiunea de funcționare, determinîndu-se cu relația:

$$C_{LN} = k_{CL} \frac{I_{JN}}{U_{JN}} \quad [\mu F], \quad (10.249)$$

în care constanta k_{CL} depinde de schema de conectare și are valorile:

$k_{CL} = 2\,800$ — pentru schema din figura 10.100, *a*;

$k_{CL} = 4\,800$ — pentru schema din figura 10.100, *b*;

$k_{CL} = 2\,740$ — pentru schema din figura 10.100, *c*;

$k_{CL} = 1\,600$ — pentru schema din figura 10.100, *d*;

I_{JN} — curențul nominal de fază, în A;

U_{JN} — tensiunea nominală de fază, în V.

B. Capacitatea condensatorului de pornire C_P

Se determină astfel încît să se obțină cuplul de pornire necesar.

Dacă pornirea se face în gol, C_L va fi în același timp și C_P . La pornirea în sarcină există și C_L și C_P .

Creșterea cuplului de pornire cu creșterea capacității condensatorului C_P are loc pînă la o anumită valoare a acesteia, după care are loc scăderea lui M_P . Cuplul de pornire maxim depinde de capacitatea C_P și de schema de conectare a motorului.

În cazul schemelor din figurile 10.100, *a* și *b*, cuplul de pornire nu depășește cuplul nominal obținut în cazul alimentării trifazate. Pentru schemele din figurile 10.100, *c* și *d*, cuplul maxim de pornire poate depăși de cîteva ori cuplul nominal; în acest caz însă apar supratensiuni însemnate în circuitul fazei cu condensator.

Pornind de la condiția obținerii unui cuplu de pornire apropiat de cel nominal, este suficient să existe o capacitate de pornire determinată cu relația:

$$C_P \approx (2,5 \div 3) C_{LN} \quad [\mu F], \quad (10.250)$$

unde C_{LN} este determinată de relația (10.249).

C. Tensiunea pe condensator U_C

Depinde de sarcină și anume aceasta crește cu scăderea sarcinii, atîngînd valoarea maximă:

$$U_{Cmax} = (1,2 \div 1,25) U_{CN} \quad [V] \quad (10.251)$$

la funcționarea în gol.

Valoarea eficace a tensiunii pe condensator la sarcină nominală U_{CN} se calculează cu relațiile:

— pentru schemele din figurile 10.100, *a* și *b*:

$$U_{CN} \approx U_r \quad [V]; \quad (10.252)$$

— pentru schema din figura 10.100, *c*:

$$U_{CN} \approx 1,15 U_r \quad [V]; \quad (10.252, a)$$

— pentru schema din figura 10.100, *d*:

$$U_{CN} \approx 2 U_r \quad [V], \quad (10.252, b)$$

unde U_r este valoarea eficace a tensiunii rețelei monofazate.

În cazul utilizării motorului la sarcină mai mică decît cea nominală, se recomandă relațiile:

— pentru schemele din figurile 10.100, *a* și *b*:

$$U_C = 1,15 U_r \quad [V]; \quad (10.253)$$

— pentru schema din figura 10.100, *c*:

$$U_C = 1,3 U_r \quad [V]; \quad (10.253, a)$$

— pentru schema din figura 10.100, *d*:

$$U_C = 2,2 U_r \quad [V]. \quad (10.253, b)$$

OBSERVAȚIE. Condensatorul este corect ales, dacă tensiunea sa nominală în curent alternativ este egală sau puțin mai mare decît cea calculată.

D. Alegerea schemei de conectare a motoarelor asincrone trifazate cu condensator (alimentate la rețeaua monofazată)

Se face luînd în considerare tensiunea rețelei și tensiunea nominală a motorului. Schema este corectă dacă pe orice fază a motorului asincron trifazat se aplică o tensiune egală cu cea nominală sau apropiată de aceasta.

● Schema din figura 10.100, *a* asigură cuplul de pornire mare și tensiune pe condensator mică. Curenții prin faze depind de mărimea sarcinii, iar puterea activă se repartizează neuniform pe faze. Drept sarcină nominală se alege cea sarcină pentru care curențul prin faza *R* este egal cu cel nominal, iar prin faza *T*, $I_T \approx (0,7 \div 0,8) I_N$.

● Schema din figura 10.100, *b* necesită un condensator de funcționare avînd capacitatea de 3 ori mai mare decît în cazul anterior, iar U_C scade de $\sqrt{3}$ ori. Are însă tehnici și economici mai slabi decît cea din figura 10.100, *a*, însă se impune folosirea ei cînd $U_r = U_{JN}$.

La sarcină nominală, puterea maximă este dezvoltată de fazele *ST* și *TR*.

Schemele din figurile 10.100, *a* și *b* se folosesc, în special cînd nu sînt accesibile bornele de sfîrșit ale fazelor.

● Schemele din figurile 10.100, *c* și *d* au fazele principală (alimentată direct de la rețea) și cea auxiliară (inseriată cu condensatoarele C_P și C_L) distincte.

Curentul fazei principale crește cu sarcina, iar cel al fazei auxiliare se micșorează. Motorul funcționează la puterea nominală când prin ambele înfășurări trece curentul nominal. În acest caz cimpul magnetic învîrtitor este practic circular.

Aceste scheme asigură cuplu de pornire mai mare și o mai bună utilizare a puterii motorului decât schemele din figurile 10.100, *a* și *b*.

Schema din figura 10.100, *c* se utilizează când tensiunea rețelei este egală cu tensiunea nominală de linie a motorului (de exemplu, pentru tensiunea rețelei de 220 V se impune ca motorul să aibă tensiunile nominale de 127/220 V — corespunzătoare conexiunilor triunghi/stea). Această schemă este cea mai rațională din punct de vedere al costului condensatorului și valorii cuplului de pornire.

Schema din figura 10.100, *d* se folosește când tensiunea rețelei este egală cu tensiunea nominală de fază a motorului (de exemplu, pentru tensiunea rețelei de 220 V se impune ca motorul să aibă tensiunile nominale de 220/380 V — corespunzătoare conexiunilor triunghi/stea).

Pentru schemele din figurile 10.100, *c* și *d* se impune

$$I_R \approx I_{ST} \approx I_N. \quad (10.253, c)$$

Îndeplinirea acestei condiții se obține prin alegerea unei capacități de lucru și o încărcare corespunzătoare.

La funcționarea în gol, curentul fazei auxiliare atinge valoarea de $(1,2 \div 1,4)I_N$, ceea ce înseamnă creșterea pierderilor în înfășurare de aproximativ două ori față de regimul nominal. În acest scop se impune reducerea capacității condensatorului de lucru dacă motorul funcționează subîncărcat. În general, pentru $P_z = 0$ pînă la P_{2N} se impune:

$$C_L = (0,7 \div 1)C_{LN}, \text{ unde } C_{LN} \text{ se calculează cu relația (10.249).}$$

10.12.6. ASPECTE ALE PROIECTĂRII MOTOARELOR ASINCRONE MONOFAZATE

Proiectarea acestor motoare necesită anumite particularități în raport cu cele trifazate, cele mai importante fiind:

- influența mai mare a parametrilor rezistivi ai înfășurării statorice asupra caracteristicilor de funcționare (rezistența poate ajunge pînă la de două sau de trei ori mai mare decât reactanța de scăpări);
- valori crescute ale armonicilor superioare de spațiu;
- curentul de magnetizare relativ mare;
- influența complexă a procesului tehnologic asupra caracteristicilor de funcționare;
- existența unei mari diversități constructive impusă de domeniul de utilizare, modul de lucru și caracteristicile de funcționare cerute.

În principiu, proiectarea motoarelor asincrone monofazate presupune aceleași etape ca și proiectarea motoarelor trifazate, cu observația că, la determinarea prealabilă a dimensiunilor de bază și a tipului constructiv, este necesar a se folosi într-o măsură mai mare rezultatele cercetărilor teoretice și în special experiența în fabricația de mașini asemănătoare.

Datele de proiectare ale motoarelor monofazate sînt, în principal, aceleași cu cele ale motoarelor trifazate.

A. Calculul dimensiunilor principale

OBSERVAȚIE. În continuare, toate lungimile se exprimă în cm, menționindu-se explicit relațiile în care intervin alte unități de măsură.

1) **Diametrul exterior al miezului feromagnetic statoric** se determină cu relația:

$$D_e = (1,25 \div 1,5) \sqrt[3]{P_N V_{as}} \quad [\text{cm}], \quad (10.254)$$

în care:

P_N este puterea nominală, în W;

V_{as} — volumul specific al materialelor active, în cm^3/W , care se determină cu relațiile:

— pentru motoarele asincrone cu fază auxiliară (motoare bifazate) (fig. 10.88, *d* ÷ *f*), cu $2p = 2$:

$$V_{as} = 2,29 + \frac{59,5}{P_N} - \frac{77,8}{P_N^2} + \frac{40,5}{P_N^3} + \frac{2,3}{P_N^4} \quad [\text{cm}^3/\text{W}]; \quad (10.255)$$

— pentru aceleași motoare, însă cu $2p = 4$:

$$V_{as} = 2,5 + \frac{113,7}{P_N} - \frac{203}{P_N^2} + \frac{121,5}{P_N^3} + \frac{2,5}{P_N^4} \quad [\text{cm}^3/\text{W}]. \quad (10.255, a)$$

unde puterea nominală P_N se introduce în W, iar numărul de perechi de poli p se determină cu relația (10.1).

În cazul motoarelor monofazate cu element de pornire (fig. 10.88, *a* ÷ *c*), se adoptă volumul specific al materialelor active de 1,5 ori mai mare decât cel calculat cu relațiile (10.255) sau (10.255, *a*).

Valoarea calculată a lui D_e se rotunjește astfel încît să se obțină valoarea impusă pentru diametrul D_e al carcusei:

$$D_e = D_e + 2(0,2 \div 0,7) \text{ cm} \quad [\text{cm}] \quad (10.256)$$

sau pentru înălțimea capătului de arbore:

$$H_{ax} \approx 0,55 D_e + (0,6 \div 0,8) \text{ cm} \quad [\text{cm}]. \quad (10.256, a)$$

Dacă nu se impune o anumită valoare pentru D_e sau H_{ax} , atunci se recomandă să se calculeze cîteva variante pentru diferite valori ale lui D_e , din care să rezulte cea mai bună.

2) **Diametrul interior al statorului:**

$$D = D_e/k_D \quad [\text{cm}], \quad (10.257)$$

cu $k_D = 1,54 \div 2,08$.

3) **Lungimea miezului feromagnetic**, care la aceste puteri mici se preferă sub formă compactă, rezultă:

$$l_{Fe} = \frac{4V_{as}P_N}{\pi D_e^2} \quad [\text{cm}], \quad (10.258)$$

mărimile avînd aceleași semnificații și unități de măsură ca în relația (10.254).

4) **Întrefierul** se calculează cu relația empirică :

$$\delta = 0,02 + \frac{D}{200} \text{ [cm]}, \quad (10.259)$$

în care diametrul D , determinat cu relația (10.257), se introduce în cm.

În mod obișnuit, $\delta = 0,2 \div 0,3$ mm, iar pentru mașinile cu utilizare specială $\delta = 0,1 \div 0,15$ mm.

B. Alegerea numărului, formei și dimensiunilor creștăturilor statorului și rotorului

5) **Numărul de creștături ale statorului Z_1 , pentru motoarele bifazate** se determină cu relația (10.27, a) :

$$Z_1 = 2pmq, \quad (10.260)$$

în care încă $m = 2$, iar numărul de creștături pe pol și fază $q = 2 \div 8$ pentru $2p = 2$, respectiv $q = 2 \div 4$ pentru $2p = 4$.

Rezultă astfel că cel mai frecvent $Z_1 = 16; 24$ sau 32 .

La motoarele asincrone monofazate cu element de pornire, înfășurarea principală (notată cu A în figura 10.88) ocupă în mod obișnuit $\frac{2}{3} Z_1$ creștături, iar cea auxiliară (notată cu B) $\frac{1}{3} Z_1$ creștături; în acest caz $q_A \neq q_B$, iar numărul de creștături Z_1 rezultă (pentru $m = 1$) :

$$Z_1 = 2p(q_A + q_B), \quad (10.260, a)$$

unde pentru q_A și q_B se adoptă aceleași limite ca la cele bifazate (între q_A și q_B există relația dintre Z_A și Z_B).

6) **Numărul de creștături ale rotorului Z_2** se alege ca și la motoarele trifazate, astfel încât să se reducă nivelul de zgomot, vibrațiile și cuplurile parazite.

Cercetările experimentale au arătat că cele mai raționale sînt următoarele rapoarte ale numerelor de creștături statorice și rotorice :

— în cazul motoarelor bifazate :

$Z_1/Z_2 = 16/23; 24/17; 24/19$ — pentru $2p = 2$;

$Z_1/Z_2 = 16/22; 24/17$ — pentru $2p = 4$;

— în cazul motoarelor cu element de pornire :

$Z_1/Z_2 = 18/15; 24/17; 24/19$ — pentru $2p = 2$;

$Z_1/Z_2 = 18/15; 24/17$ — pentru $2p = 4$;

— în cazul motoarelor monofazate cu înfășurare sinusoidală :

$Z_1/Z_2 = 16/22; 24/19; 24/34$ — pentru $2p = 2$;

$Z_1/Z_2 = 28/17; 32/44$ — pentru $2p = 4$.

Avînd stabilite numerele de creștături Z_1 și Z_2 , se pot calcula pașii dentari statoric și rotoric cu relațiile :

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z_1} \text{ [cm]} \text{ și } t_2 = \frac{\pi(D-2\delta)}{Z_2} \text{ [cm]}, \quad (10.261)$$

cu D și δ , în cm.

Dacă se adoptă creștăturile rotorice înclinate față de generatoare, atunci se impune și calculul factorului de înclinare cu relația (10.50) sau (10.50, a).

7) **Inducția magnetică în întrefier**, corespunzătoare armonicilor fundamentale a cîmpului magnetic de succesiune directă, se determină cu relația empirică :

$$B_{\delta a1} = \frac{36p}{k_{a2} f D^2} \sqrt{\frac{2(P_N + P_{mec}) p \delta_{a2} k_{Ri}}{s_N (1 - s_N) k_{Z2} k_e I_{Fe}}} \text{ [T]}, \quad (10.262)$$

deoarece nu se cunosc, încă, datele înfășurărilor statorice. Această inducție (a cărei valoare este cuprinsă între limitele $0,5 \div 1$ T) asigură puterea nominală la alunecarea nominală.

Mărimile din relația (10.262) au următoarele semnificații :

D, P_N, p și I_{Fe} — conform relațiilor (10.254), (10.257) și (10.258) ;

f — frecvența tensiunii de alimentare, în Hz ;

ρ_{a2} — rezistivitatea materialului barei din rotor, la temperatura θ , ca în relația (10.78, a) ;

k_{w2} — factorul de înfășurare al coliviei rotorice, ca în relațiile (10.52) sau (10.52, b) ;

$k_{Z2} = 0,16 \div 0,4$ — reprezintă suprafața creștăturilor rotorice, în u.r. (v. rel. 10.267) ;

P_{mec} — pierderile mecanice, calculate cu relația (10.230) ;

$$k_{Ri} = 1 + \frac{(0,6 \div 0,75) t_2}{l_{Fe} \sin(\pi p / Z_2)}, \quad (10.262, a)$$

reprezintă coeficientul prin care se ia în considerare influența rezistenței segmentelor din inelele de scurtcircuitare ale coliviei rotorice (cu t_2 conform relației 10.261) ;

s_N — alunecarea nominală, care ia valori în limitele $0,03 \div 0,12$;

k_e — coeficient de elipticitate, care ține cont de reducerea cuplului rezultat datorită prezenței cîmpului magnetic de succesiune inversă.

Pentru motoarele bifazate $k_e = 1$, iar pentru cele monofazice cu elemente de pornire se adoptă k_e în limitele $0,6 \div 0,95$, urmînd ca după determinarea parametrilor înfășurărilor, în u.r., k_e să se calculeze cu relația (10.276).

OBSERVAȚIE. Se recomandă ca punctele 7÷20 ale acestui paragraf, să se reia pentru cîteva valori ale lui s_N în limitele de mai sus, adoptîndu-se valoarea pentru care este satisfăcută relația (10.279).

8) **Forma și dimensiunile creștăturilor statorice.** La mașinile de putere mică (cum sînt motoarele monofazate) creștăturile statorului sînt semîlnchise, de formă ovală, semiovală sau trapezoidală (fig. 10.15) care asigură lățimea dintelui b_{a1} , constantă (cele mai corespunzătoare din punct de vedere tehnologic sînt creștăturile ovale).

În cazul motoarelor la care operația de bobinare este mecanizată creștăturile sînt deschise.

Motoarele cu înfășurare cu fază auxiliară (înfășurare bifazată — fig. 10.88, d ÷ f) au, în general, creștături uniforme, pe cînd cele care au și element de pornire pot avea, creștături cu dimensiuni diferite (se utilizează de obicei două tipuri de creștături).

Pentru dimensiunile istmului (fig. 10.52) se recomandă: $a_s = 1,2 \div 2,5$ mm și $h_0 = 0,5 \div 1,2$ mm; după stabilirea datelor înfășurării se recalculează deschiderea istmului a_s (v. paragraful 10.5.3 și relația 10.42, a).

Suprafața totală a unei creștături statorice (inclusiv istmul) se determină cu ajutorul relației:

$$S_{cr1} = k_{z1} \frac{\pi(D_s^2 - D^2)}{4Z_1} \text{ [cm}^2\text{]}, \quad (10.263)$$

cu D_s și D conform relației (10.257) și $k_{z1} = 0,16 \div 0,45$.

Lățimea dinților:

$$b_{d1} = \frac{t_1 B_{\delta d1}}{k_{Fe} B_{Z1d}} \text{ [cm]}, \quad (10.264)$$

în care $B_{Z1d} = 1,6 \div 2$ T, este inducția magnetică în dinți.

Dimensiunile creștăturii, ovale sau trapezoidale (fig. 10.15 și 10.52), se determină prin construcția grafică (la scară), cunoscându-se S_{cr1} și b_{d1} (v. paragraful 10.5.3 — punctul a).

Din condiții tehnologice se impune $b_{d1} \geq 0,3$ cm.

9) Forma și dimensiunile creștăturilor rotorice. În toate cazurile înfășurarea rotorică este în scurtcircuit (colivie) obținută prin turnare din aluminiu, iar creștăturile au formă circulară sau ovală (fig. 10.53). Pentru dimensiunile istmului creștăturii se recomandă valorile:

$$b_0 = 0,8 \div 1,5 \text{ mm};$$

$$h_0 = 0,4 \div 1 \text{ mm}.$$

Diametrul creștăturilor circulare (fig. 10.53, a) se determină cu relația

$$b = \sqrt{\frac{D^2 k_{z2}}{Z_2} - \frac{4h_0 b_0}{\pi}} \text{ [cm]}, \quad (10.265)$$

în care dimensiunile geometrice se exprimă în cm, $k_{z2} = 0,16 \div 0,4$. Suprafața unei creștături:

$$S_{cr2} = \frac{\pi b^2}{4} + h_0 b_0 \text{ [cm}^2\text{]}. \quad (10.265, a)$$

Dimensiunile creștăturilor ovale (fig. 10.53, b) se determină prin construcția grafică (la scară), cunoscându-se S_{cr2} (determinat cu relația (10.265, a) și lățimea dinților rotorici:

$$b_{d2} = \frac{t_2 B_{\delta d1}}{k_{Fe} B_{Z2d}} \text{ [cm]}, \quad (10.266)$$

în care, inducția magnetică în dintele rotorului B_{Z2d} are aceleași limite ca la stator ($1,6 \div 2$ T).

Din motive tehnologice se impune $b_{d2} > 0,15$ cm și $b' > 0,1$ cm (fig. 10.53, b).

OBSERVAȚII.

1) Adoptarea unor valori crescute pentru suprafețele creștăturilor (k_{z1} și k_{z2} aleși spre limitele superioare), implică obținerea unor înălțimi mari ale creștăturilor și deci valori mari ale factorului de saturație k_s și ale pierderilor în fier, în schimb rezultă pierderi în înfășurări mai mici.

2) După determinarea datelor înfășurării se verifică densitățile de curent, se recalculează suprafețele creștăturilor și apoi coeficienții k_{z1} , k_{z2} cu relațiile:

$$k_{z1} = \frac{4 S_{cr1} Z_1}{\pi(D_s^2 - D^2)} \text{ [u.r.]}; \quad (10.267)$$

$$k_{z2} = \frac{4 S_{cr2} Z_2}{\pi D^2} \text{ [u.r.]}. \quad (10.267)$$

Aceste valori se compară cu cele alese inițial și dacă abaterea este prea mare, se reiau calculele cu noile valori obținute.

Dimensiunile inelelor de scurtcircuitare rotorice (fig. 10.50, a) se aleg astfel:

$$\text{— înălțimea inelului: } a = \text{înălțimea barei} + (0,05 \div 0,4) \text{ cm};$$

$$\text{— lățimea inelului: } b = \frac{S_{cr2}}{(0,6 \div 0,85)a} \text{ [cm]}.$$

C. Calculul circuitului magnetic

10) Înălțimea jugurilor statorice și rotorice:

$$h_{j1} = \frac{D_s - D}{2} - h_{c1} \text{ [cm]},$$

respectiv:

$$h_{j2} = \frac{2 + p}{3,2p} (0,5D - \delta - h_{d2}) \text{ [cm]}, \quad (10.268)$$

în care înălțimea creștăturii statorice h_{c1} s-a determinat la punctul 8, iar înălțimea dinților rotorici h_{d2} se determină grafic — pentru creștătura ovală — sau cu relația:

$$h_{d2} = h_{c2} = d + joc + h_0 \text{ [cm]} \quad (10.268, a)$$

pentru creștătura rotundă, unde joc are valoarea $0,2 \div 0,3$ mm, iar d este diametrul barei.

11) Inducțiile magnetice în jugurile statorice și rotorice:

$$B_{j1d} = \frac{B_{\delta d1} D}{2pk_{Fe} h_{j1}} \text{ [T]}; \quad (10.269)$$

$$B_{j2d} = \frac{B_{\delta d1} D}{2pk_{Fe} h_{j2}} \text{ [T]},$$

cu h_{j1} , h_{j2} și D în cm, $B_{\delta d1}$ dat de relația (10.262) și k_{Fe} ca în relația (10.41).

În general, se impun ca limite $B_{j1,2d} \leq \frac{1}{1,25} B_{Z1,2d} \text{ [T]}.$

12) Calculul tensiunilor magnetice, al tensiunii magnetomotoare și al curentului de magnetizare se face ca în cazul motoarelor asincrone trifazate (v. paragraful 10.7).

Cunoscând dimensiunile circuitului magnetic și inducțiile magnetice determinate de cimpul direct, se pot calcula pierderile în fier cu relația (10.192, d).

D. Calculul parametrilor înfășurărilor, în unități relative

Dimensionarea înfășurărilor statorice presupune cunoașterea factorului de formă al t.c.m. și a raportului de transformare, care, la rândul lor, se pot calcula cu ajutorul parametrilor exprimați în unități relative. Cum datele înfășurărilor nu se cunosc încă, parametrii în u.r. se calculează, inițial, în funcție de anumiți coeficienți constructivi și de dimensiunile geometrice.

Definirea parametrilor, în funcție de datele înfășurărilor, s-a făcut în paragraful 10.12. 3 B, unde sunt specificate și semnificațiile unor mărimi care intervin în relații; valorile lor, în u.r. sunt menționate la punctul 7 al paragrafului.

13) Reactanța utilă (de magnetizare) a fazei principale :

$$x_{mA} = 4,93 \cdot 10^{-5} \frac{k_{w2} k_{Z2} f D^2}{\rho_{02} k_{R1} k_s k_C p^2 \delta} [\text{u.r.}] \quad (10.270)$$

14) Rezistența înfășurării statorice :

— pentru motoarele bifazate (cu condensator de funcționare) :

$$r_1 = r_{1A} = r_{1B} = \frac{\rho_{01} k_{w2}^2 k_{r1} k_{Z2}}{\rho_{02} k_{w1}^2 k_{R1} k_{Z1} (k_D^2 - 1) k_{uc}} [\text{u.r.}] \quad (10.271)$$

— pentru motoarele monofazate (cu fază auxiliară și element de pornire) :

$$r_{1A,B} = \frac{\rho_{01} k_{w2}^2 k_{r1A,B} k_{Z2}}{\rho_{02} k_{w1A,B}^2 k_{Z1} (k_D^2 - 1) k_{ucA,B}} \cdot \frac{Z_1}{4 p q_{A,B}} [\text{u.r.}] \quad (10.271, a)$$

15) Reactanța de scăpări a înfășurării statorice pentru fazele A și B :

$$x_{\sigma 1A,B} = 6,2 \cdot 10^{-4} \frac{k_{w2} k_{Z2} D^2 f}{\rho_{02} k_{R1} k_{r1A,B}} \cdot \frac{\Sigma \lambda_{1A,B}}{4 p q_{A,B}} [\text{u.r.}] \quad (10.272)$$

16) Reactanța de scăpări a înfășurării rotorice, raportată la faza statorică :

$$x'_{\sigma 2,1} = 6,2 \cdot 10^{-4} \frac{k_{Z2} D^2 f \Sigma \lambda_2}{\rho_{02} k_{R1} Z_2} [\text{u.r.}] \quad (10.273)$$

17) Coeficienții de scăpări ai înfășurărilor :

— pentru înfășurarea rotorică :

$$\sigma_2 = 1 + \frac{x'_{\sigma 2,1}}{x_{mA}} = \frac{p^2 k_C k_s \delta \Sigma \lambda_2}{8 D k_{w2}^2 Z_2} \quad (10.274)$$

— pentru fazele înfășurării statorice :

$$\sigma_{1A,B} = 1 + \frac{x_{\sigma 1A,B}}{x_{mA}} = \frac{p^2 k_C k_s \delta \Sigma \lambda_{1A,B}}{8 D k_{w1A,B}^2 Z_1} \quad (10.274, a)$$

— coeficientul global de scăpări :

$$\sigma_{A,B} = \sigma_{1A,B} \sigma_2 \quad (10.274, b)$$

OBSERVAȚIE. Pentru motoarele cu fază auxiliară (motoare bifazate), $\sigma_{1A} = \sigma_{1B} = \sigma_1$,

$$\sigma_A = \sigma_B = \sigma \text{ și } x_{mA} = x_{mB} = x_m \quad (10.274, c)$$

În relațiile (10.270) și (10.274, b) mărimile au următoarele semnificații și unități de măsură :

p, D, k_D, δ — conform relațiilor (10.255), (10.257) și respectiv (10.259) ;
 ρ_{01}, ρ_{02} — conform relațiilor (10.195) și (10.197, a) ;
 k_{Z1}, k_{Z2} — calculați cu relațiile (10.267) ;
 k_{w1}, k_{w2} — conform tabelului 10.15 și respectiv ca în relațiile (10.52) sau (10.52, b) ;
 k_{R1} — conform relației (10.262, a) și ia valori în intervalul $1,07 \div 4,5$;
 k_C — coeficientul lui Carter, dat de relația (10.61, a) și (7.34, a) ;
 k_s — factorul de saturație dat de relația (10.67, a) și are valori cuprinse în limitele $k_s = 1,15 \div 1,5$ (v. și rel. 10.200, a) ;

$$k_{r1A,B} = 1 + \frac{l_{f1A,B}}{l_{p0}} \quad (10.275)$$

este factorul care ia în considerare influența rezistenței părților frontale ale înfășurărilor statorice, în care :

$l_{f1A,B}$ este lungimea frontală conform relațiilor (10.196) și (10.196, f).

Orientativ, $k_{r1A,B}$ are valorile :

— pentru $2p = 2$: $k_{r1A,B} = 2 \div 5$;

— pentru $2p = 4$: $k_{r1A,B} = 1,5 \div 2,5$;

$k_{ucA,B}$ — reprezintă coeficientul de umplere al creștăturilor statorice cu material conductor — cupru (coeficientul net de umplere), care se adoptă în limitele $0,17 \div 0,4$ (v. și observația de la punctul 24 al acestui paragraf) ;

$\Sigma \lambda_1$ și $\Sigma \lambda_2$ — conform relațiilor (10.198) și (10.200).

În tabelul 10.17 se dau limitele între care se află valorile parametrilor în u.r. și coeficienții de scăpări, iar în figura 10.101 se dă dependența reactanței utile (în u.r.) de puterea nominală a motorului.

Tabelul 10.17

Limitele între care pot lua valori parametrii motoarelor asincrone monofazate, în u.r.

Parametrii	Limitele valorilor	Relațiile de calcul	Principali factori de care depind
x_m	$1,7 \div 5,2$	(10.270) (10.274, c)	$D^2, k_{Z2}, \frac{1}{\delta}, \frac{1}{p^2}, \frac{1}{k_{R1}}$
$r_1(r_{1A,B})$	$0,41 \div 2,5$	(10.271) (10.271, a)	$k_f, \frac{k_{Z2}}{k_{Z1}}, \frac{k_{w2}^2}{k_{w1}^2}, \frac{1}{k_{R1}}, \frac{1}{k_D^2}, \frac{1}{k_{uc}}$
$x_{\sigma 1}(x_{\sigma 1A,B})$	$0,27 \div 2,16$	(10.272)	$D^2, k_{Z2}, \Sigma \lambda_1, \frac{k_{w2}^2}{k_{w1}^2}, \frac{1}{Z_1}, \frac{1}{k_{R1}}$
$x_{\sigma 2}$	$0,27 \div 2,16$	(10.273)	$D^2, k_{Z2}, \Sigma \lambda_2, \frac{1}{k_{R1}}, \frac{1}{Z_2}$
σ_1	$1,023 \div 1,18$	(10.274, a)	$p^2, \delta, \Sigma \lambda_1, \frac{1}{D}, \frac{1}{Z_1}, \frac{1}{k_{w1}^2}$
σ_2	$1,02 \div 1,3$	(10.274)	$p^2, \delta, \Sigma \lambda_2, \frac{1}{D}, \frac{1}{Z_2}, \frac{1}{k_{w2}^2}$
$\sigma(\sigma_{A,B})$	$1,035 \div 1,5$	(10.274, b)	σ_1, σ_2

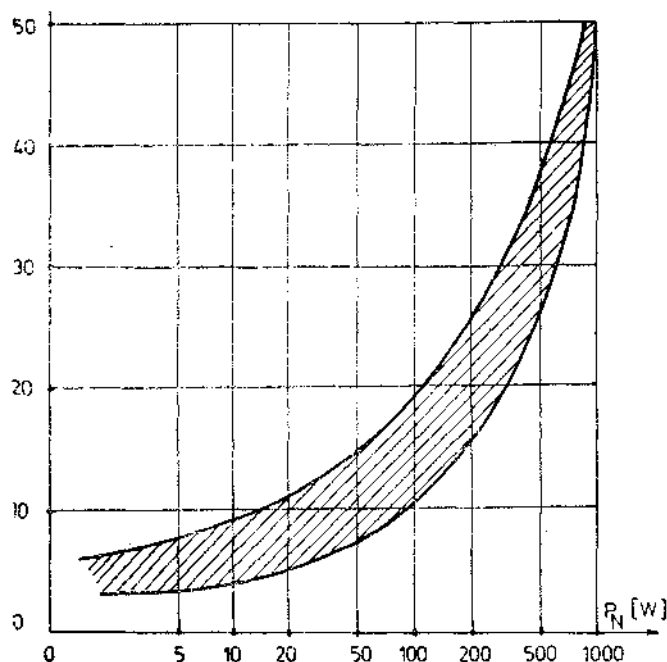


Fig. 10.101. Dependența reactanței de magnetizare, în u.r., de puterea nominală a motoarelor asincrone monofazate.

18) Coeficientul de elipticitate, în cazul motoarelor monofazate (cu element de pornire):

$$k_e = 1 - \frac{(\sigma_s x_m s_N)^2 (2 - s_N)}{[1 + (\sigma_s x_m s_N)^2 (2 - s_N)] s_N} \quad (10.276)$$

OBSERVAȚII.

1) Valoarea rezultată din calcul a coeficientului k_e , se compară cu cea adoptată inițial în relația (10.262). Dacă abaterea este mai mare de 5% se reiau calculele de la punctul 7 al acestui paragraf, cu noua valoare a lui k_e .

2) Când se efectuează calcule, pentru noi valori ale alunecării nominale s_N (v. observația de la punctul 7), se adoptă în primă aproximație, pentru k_e , valoarea obținută în cazul alunecării anterioare etapei pentru care se fac calculele.

19) Pierderile totale în regim nominal:

$$\Sigma P = 1.03 \left[1.25 P_{Fe1} + (P_N + P_{mec}) \frac{1}{\eta'} \right] - P_N \quad [\text{W}], \quad (10.277)$$

în care:

P_{Fe1} — conform relației (10.192, d);

P_{mec} — conform relațiilor (10.230);

η' — randamentul parțial (fără considerarea pierderilor în fier, mecanice și suplimentare), calculat cu relația:

$$\eta' = \frac{(\sigma_s x_m)^2 s_N (1 - s_N)}{(r_{1A} \sigma_s)^2 [1 + (\sigma_s x_m s_N)^2] + s_N (\sigma_s x_m)^2} \cdot \frac{k_e}{k_{ep}} \quad (10.277, a)$$

cu:

$k_e = 1$ sau conform relației (10.276);

k_{ep} — coeficient prin care se ține cont de creșterea pierderilor datorită prezenței cimpului magnetic eliptic:

— pentru motoarele bifazate $k_{ep} = 1$;

— pentru motoarele cu element de pornire:

$$k_{ep} = 1 + \frac{r_{1A} \sigma_s^2 + (2 - s_N) \frac{(\sigma_s x_m)^2}{1 + (\sigma_s x_m)^2 (2 - s_N)^2}}{r_{1A} \sigma_s^2 + s_N \frac{(\sigma_s x_m)^2}{1 + (\sigma_s x_m s_N)^2}} \quad (10.277, b)$$

20) Sarcina termică specifică:

$$\sigma_{\Phi} = \frac{\Sigma P}{S_r} \quad [\text{W/cm}^2], \quad (10.278)$$

în care:

ΣP — conform relației (10.277);

S_r — suprafața de cedare a căldurii, calculată cu relațiile:

$$S_r \approx \frac{\pi D_e^2}{2} \quad [\text{cm}^2]; \quad (10.278, a)$$

— pentru mașinile deschise:

$$S_r \approx \frac{\pi D_e^2}{2} + \pi D_e \left(l_{Fe} + 3.5 \frac{D}{p} \right) \quad [\text{cm}^2], \quad (10.278, b)$$

cu D_e , D , l_{Fe} , în cm.

Se impune satisfacerea condiției:

$$\sigma_{\Phi} \leq \sigma_{\Phi ad m i s} = 0.15 \text{ W/cm}^2. \quad (10.279)$$

E. Calculul înfășurării statorice a motoarelor asincrone bifazate (cu condensator de funcționare)

21) Numărul de spire al fazei principale:

$$w_{1A} = \frac{k_E U_{NP}}{4.44 f k_{m1A} I l_{Fe} B_{\delta d1}} = \text{nr. întreg}, \quad (10.280)$$

în care:

$$k_E = \frac{1}{\sqrt{\sigma_{1A}^2 + (r_{1A}/x_{m1A})^2 + 2r_{1A}s_N/x_{m1A}}}, \quad (10.280, a)$$

cu parametrii exprimați în u.r., iar celelalte mărimi au semnificațiile precizate în acest paragraf.

22) Secțiunea conductorului fazei principale:

$$S_{CuA} = \frac{pq S_{cr1} k_{uc}}{w_{1A}} \quad [\text{mm}^2], \quad (10.281)$$

în care: $q = q_A = q_B$ — numărul de creștături pe pol și fază, k_{uc} — ca în relația (10.271, a) și S_{cr1} — conform relației (10.263), dar în mm^2 .

Corespunzător valorii obținute pentru s_{cuA} , din STAS 685-74 (anexa 5) se alege conductor rotund cu diametrul d_A (diametrul conductorului izolat cu grosimea izolației conform anexei 9, d_{Aiz}), în mm.

23) Numărul de spire al fazei auxiliare :

$$w_{1B} = k w_{1A}, \quad (10.282)$$

unde k este raportul de transformare pentru $k_{w1A} = k_{w1B}$, ce se determină cu relația (v. și rel. 10.188, a) :

$$k = \frac{1 + [1 + (\sigma_2 x_{mA} s_N)^2](\sigma_A - 1)}{[1 + (\sigma_2 x_{mA} s_N)^2] r_{1A} \sigma_A^2 + (\sigma_2 x_{mA})^2 s_N} \cdot \sigma_2 x_{mA}, \quad (10.282, a)$$

în care mărimile au semnificațiile de la punctul D al acestui paragraf.

24) Secțiunea conductoarelor fazei auxiliare :

$$s_{cuB} = s_{cuA}/k \quad [\text{mm}^2], \quad (10.283)$$

în care s_{cuA} , conform relației (10.281), în mm^2 . Corespunzător acestei secțiuni, din STAS 685-74 (anexa 5) se alege conductor rotund cu diametrele d_B (neizolat), respectiv d_{Biz} (izolat), în mm.

Coeficienții de umplere a creștăturii, se determină cu relația (v. și rel. 7.26) :

$$k_{uA,B} = \frac{n_{cA,B} d_{A,Biz}^2}{S_{cr1}}, \quad (10.284)$$

în care numărul de conductoare din creștătură este :

$$n_{cA,B} = \frac{4w_{1A,B}}{Z_1}. \quad (10.284, a)$$

Secțiunea netă a creștăturii (fără izolație, istm și pană) S'_{cr1} se exprimă în mm^2 , iar $d_{A,Biz}$ în mm.

Se are în vedere că la motoarele cu fază auxiliară (motoare bifazate) $Z_{1A} = Z_{1B} = Z_1/2$.

Valorile lui $k_{uA,B}$, determinate cu relația (10.284), trebuie să satisfacă condițiile :

$$\begin{aligned} 0,6 \leq k_{uA,B} \leq 0,65 & \quad \text{— pentru bobinarea mecanizată;} \\ k_{uA,B} \leq 0,7 & \quad \text{— pentru bobinarea manuală.} \end{aligned}$$

OBSERVAȚIE. Coeficientul de umplere a creștăturii k_u , determinat cu relația (10.284), diferă de coeficientul net de umplere a creștăturii cu material conductor k_{uc} , utilizat în relațiile (10.271) și (10.271, a), care se definește ca raportul dintre secțiunea netă a conductoarelor din creștătură și secțiunea totală a creștăturii (v. și rel. 10.287).

25) Reactanța condensatoarelor de lucru :

$$X_{CL} = \frac{3180}{C_L} \quad [\Omega], \quad (10.285)$$

unde C_L este valoarea standardizată a capacității condensatorului de lucru, în μF , aleasă cât mai apropiată de cea obținută cu relația :

$$C_L = \frac{1590(P_N + P_{mec})}{k^2 x_{CL} s_N (k_E U_N)^2 (1 - s_N)} \quad [\mu\text{F}], \quad (10.285, a)$$

în care mărimile au semnificațiile din relațiile anterioare, iar :

$$x_{CL} = \left(1 + \frac{1}{k^2}\right) \left[\sigma - 1 + \frac{1}{1 + (\sigma_2 x_{mA} s_N)^2}\right] \sigma_2 x_{mA} \quad [\text{u.r.}], \quad (10.235, b)$$

F. Elementele fazei principale

a înfășurării statorului motoarelor asincrone monofazate (cu element de pornire)

26) Numărul de spire al fazei principale se determină cu relația (10.280), în care mărimile k_{w1A} și B_{81L} se calculează ținând cont de particularitățile acestor motoare ($k_{w1A} \neq k_{w1B}$ și $k_e \neq 1$), iar :

$$k_E = \frac{1}{\sqrt{[1 + (x_{\sigma 1A} + x_{\sigma 1A}^2 / \sigma_A^2) / x_{mA}]^2 + (r_{1A} + r_{1A} / \sigma_A^2) / x_{mA} + 2(r_{1A} + r_{1A} / \sigma_A^2) s_N}}}, \quad (10.286)$$

$$\text{în care :} \quad x_{\sigma 1A} = (\sigma_A - 1) \sigma_2 x_{mA} + \frac{\sigma_2 x_{mA}}{1 + (\sigma_2 x_{mA})^2 (2 - s_N)^2}; \quad (10.286, a)$$

$$r_{1A} = r_{1A} + \frac{(2 - s_N)(\sigma_2 x_{mA})^2}{1 + (\sigma_2 x_{mA})^2 (2 - s_N)^2}. \quad (10.286, b)$$

Semnificațiile celorlalte mărimi sînt ca la punctul D al acestui paragraf.

27) Secțiunea conductoarelor fazei principale :

$$s_{cuA} = \frac{pq_A S_{cr1A} k_{ucA}}{w_{1A}} \quad [\text{mm}^2], \quad (10.287)$$

semnificațiile mărimilor fiind cele din relația (10.281).

Din STAS 685-74 (anexa 5) se alege conductor rotund cu diametrul d_A (neizolat), căruia îi corespunde d_{Aiz} (izolat).

Coeficientul de umplere al creștăturilor k_{uA} se determină cu relația (10.284), în care numărul de conductoare este :

$$n_{cA} = \frac{w_{1A}}{pq_A} = \frac{2w_{1A}}{Z_{1A}}. \quad (10.287, a)$$

28) Rezistența rotorului raportată la faza A statorică :

$$R'_{2A} = \frac{8k_{w1A}^2 w_{1A}^2 k_{R1} \rho_{B2} l_{Fe}}{Z_2^2 k_{w2}^2 S_{cr2}} \quad [\Omega], \quad (10.288)$$

în care l_{Fe} — în m, S_{cr2} — în mm^2 și ρ_{B2} — în $\Omega\text{mm}^2/\text{m}$.

G. Calculul înfășurării auxiliare a statorului motoarelor asincrone monofazate cu element de pornire rezistiv

29) Cuplul de pornire impus prin tema de proiectare :

$$M_{pN} = \frac{p P_N k_{pN}}{\omega (1 - s_N)} \quad [\text{Nm}], \quad (10.289)$$

în care :

P_N este puterea nominală, în W ;

k_{pN} — cuplul de pornire relativ impus (M_p/M_N) ;

$\omega = 2\pi f$ — pulsația tensiunii de alimentare, în rad/s.

30) Cuplul de pornire în cazul alimentării simetrice bifazate :

$$M_{p0} = \frac{2p}{\omega} \cdot \frac{U_N^2}{R'_{1A}} \cdot \frac{r_{2Ak} \sigma_2^2}{r_{2Ak}^2 + x_{2k}^2} \quad [\text{Nm}], \quad (10.290)$$

în care :

U_N este tensiunea nominală, în V ;

$$r_{2Ak} = \frac{(\sigma_2 x_{mA})^2}{1 + (\sigma_2 x_{mA})^2} \quad [\text{u.r.}] ;$$

$$r_{Ak} = \sigma_2^2 r_{1A} + r_{2Ak} \quad [\text{u.r.}] ; \quad (10.290, a)$$

$$x_{Ak} = (\sigma_A - 1) \sigma_2 x_{mA} + \frac{\sigma_2 x_{mA}}{1 + (\sigma_2 x_{mA})^2} \quad [\text{u.r.}]$$

31) Factorul de transformare (v. rel. 10.188, a) se alege astfel încît :

$$k \leq k_{max}, \quad (10.291)$$

unde k_{max} este cel mai mare factor de transformare pentru care poate fi obținut cuplul de pornire impus, egal cu cuplul de pornire maxim, care se determină cu relația :

$$k_{max} = \frac{M_{p0}}{2M_{pN}} \cdot \frac{\sqrt{r_{2Ak}^2 + x_{2k}^2} - r_{2Ak}}{x_{2k}}, \quad (10.291, a)$$

în care :

$$x_{2k} = (\sigma_B - 1) \sigma_2 x_{mA} + \frac{\sigma_2 x_{mA}}{1 + (\sigma_2 x_{mA})^2} \quad [\text{u.r.}], \quad (10.291, b)$$

cu σ_B conform relației (10.274, b) și x_{mA} conform relației (10.270).

OBSERVAȚIE. Calculele ce urmează, de la punctul 32 la 40, se fac pentru câteva valori ale lui k , din care se alege valoarea optimă din punct de vedere al cuplului de pornire și al consumului de cupru.

32) Numărul de spire al fazei auxiliare :

$$w_{1B} = k w_{1A} k_{w1A} / k_{w1B}, \quad (10.292)$$

în care k_{w1A} și k_{w1B} se calculează cu relațiile din tabelul 10.15, corespunzător înfășurării adoptate.

33) Valorile extreme ale rezistenței de scurtcircuit a fazei auxiliare, la pornire (rezistența de scurtcircuit văzută la bornele fazei B), adică limitele pentru care poate fi obținut cuplul impus, pentru k adoptat

$$r_{Bkmax} = \frac{1}{k} (m_k x_{Ak} + \sqrt{a}) \quad [\text{u.r.}], \quad (10.293)$$

$$r_{Bkmin} = \frac{1}{k} (m_k x_{Ak} - \sqrt{a}) \quad [\text{u.r.}],$$

unde :

$$m_k = \frac{M_{p0}}{2M_{pN}}, \quad (10.293, a)$$

$$a = m_k^2 x_{Ak}^2 - k^2 x_{Bk}^2 - 2k m_k x_{Bk} r_{Ak}, \quad (10.293, b)$$

mărimile avînd semnificațiile de la punctele 29 ÷ 31.

34) Valorile extreme ale rezistenței fazei auxiliare :

$$r_{1Bmax(min)} = r_{Bkmax(min)} - r_{2Ak} \quad [\text{u.r.}], \quad (10.294)$$

cu r_{2Ak} , conform relațiilor (10.290).

Dacă se obține :

$$r_{1Bmin} \leq \sigma_2^2 r_{1A} \frac{q_A k_{w1A}^2}{q_B k_{w1B}^2}, \quad (10.294, a)$$

atunci se adoptă pentru r_{1Bmin} chiar valoarea membrului drept al expresiei (10.294, a).

Dacă se obține :

$$\sigma_2^2 r_{1A} \frac{q_A k_{w1A}^2}{q_B k_{w1B}^2} > r_{1Bmax}, \quad (10.294, b)$$

atunci această variantă nu se execută, adoptîndu-se o altă valoare pentru raportul k , astfel încît să se evite această situație.

35) Valorile extreme, în Ω , ale rezistenței fazei auxiliare :

$$R_{1Bmax(min)} = r_{1Bmax(min)} \frac{k^2 R'_{1A}}{\sigma_2^2} \quad [\Omega], \quad (10.295)$$

cu R'_{1A} , în Ω , conform relației (10.288).

36) Valorile extreme ale secțiunii conductoarelor înfășurării auxiliare :

$$s_{CuBmax(min)} = \frac{2k_{fB} l_{Fe} \rho_{\Phi 1} w_{1B}}{R_{1Bmin(max)}} \quad [\text{mm}]^2, \quad (10.296)$$

mărimile avînd semnificațiile și unitățile de măsură ca în relațiile (10.271, a) și (10.259).

Din STAS 685-74 (anexa 5) se alege conductorul cu diametrul d_B (neizolat) și d_{Biz} (izolat), în mm, căruia să îi corespundă secțiunea s_{CuB} , în mm^2 , astfel încît să fie îndeplinită condiția :

$$s_{CuBmin} \leq s_{CuB} \leq s_{CuBmax} \quad [\text{mm}^2]. \quad (10.296, a)$$

Rezistența reală a fazei auxiliare R_{1B} , în Ω , se calculează cu relația (10.195), în care de data aceasta se cunosc toate mărimile.

37) Curentul de pornire în faza auxiliară :

$$I_{BP} = \frac{\sigma_2^2 U_N}{k^2 R'_{1A} \sqrt{x_{Bk}^2 + \left(\frac{\sigma_1^2 R_{1B}}{k^2 R'_{1A}} + r_{2Ak} \right)^2}} \quad [\text{A}]. \quad (10.297)$$

38) Densitatea de curent în faza auxiliară (la pornire) :

$$J_B = \frac{I_{BP}}{s_{CuB}} \quad [\text{A/mm}^2], \quad (10.298)$$

care trebuie să îndeplinească condiția $J_B < J_{Badmis}$, unde :

$$J_{Badmis} = \frac{5,25 \div 5,8}{\sqrt{\rho_{\Phi 1}}} \quad [\text{A/mm}^2], \quad (10.298, a)$$

în care $\rho_{\Phi 1}$ (rezistivitatea cuprului la temperatura ϑ) se introduce în $\Omega \text{mm}^2/\text{m}$ (v. paragraful 10.8.2). În mod obișnuit $J_B = 10 \div 40 \text{ A/mm}^2$.

Dacă nici pentru $s_{CuB} = s_{CuBmax}$ nu este îndeplinită condiția $J_B < J_{Badmis}$, atunci sau se realizează o parte a înfășurării sub formă *bifilară* sau se prevede o rezistență exterioară în serie cu faza B.

39) Coeficientul de umplere al creștăturilor fazei B, k_{uB} , se determină cu relația (10.284), în care numărul de conductoare din creștătură este:

$$n_{cB} = \frac{w_{1B}}{pq_B} = \frac{2w_{1B}}{Z_{1B}}, \quad (10.299)$$

unde Z_{1B} este numărul de creștături al statorului în care se află laturile de bobină ale fazei B.

Dacă valoarea coeficientului k_{uB} este mult mai mare decât cea admisă ($0,6 \leq k_{uB} \leq 0,7$), atunci se crește raportul de transformare k și se reiau calculele începînd de la punctul 31.

În cazul în care pentru secțiunea s_{cub} aleasă este îndeplinită condiția $k_{uB} \leq 0,7$, trebuie verificat dacă și valoarea rezistenței fazei auxiliare R_{1B} îndeplinește condiția $R_{1B} > R_{1Bmin}$ (v. rel. (10.295)); în caz contrar se crește această rezistență fie prin așa zisa *bobinare bifilară* fie prin inserierea unei rezistențe exterioare R_p (v. și rel. 10.243, a).

Prin *bobinare bifilară* se înțelege bobinarea suplimentară (în continuarea celor w_{1B} spire) a încă w_b spire, din care $w_{1/2}$ în sens direct (adică să dea solenafția în același sens cu w_{1B}) și $w_{1/2}$ în sens invers. Trebuie, însă, făcută verificarea dacă acest lucru este posibil din punct de vedere al coeficientului de umplere a creștăturii k_{uB} . Rezultă că cele w_b spire contribuie numai la creșterea rezistenței fazei auxiliare (v. și paragraful 10.12.3 B — punctul 3 și relațiile 10.198, c și 10.198, d cu semnificațiile numărului de spire w_d și w_i).

40) Numărul de spire bobinate bifilar:

$$w_b = \frac{(R_{1Bnec} - R_{1B})s_{cub}}{2p\phi_1 l_{umea1}} = \text{nr. întreg par}, \quad (10.300)$$

în care mărimile au semnificațiile și unitățile de măsură conform relației (10.195), iar R_{1Bnec} este rezistența fazei B necesară pentru asigurarea cuplului de pornire impus (v. rel. 10.295), adică:

$$R_{1Bmin} \leq R_{1Bnec} \leq R_{1Bmax} \quad [\Omega]. \quad (10.300, a)$$

În cazul înfășurării auxiliare realizată prin bobinare bifilară pe o anumită porțiune, coeficientul de umplere al creștăturii devine:

$$k_{uB} = \frac{(w_{1B} + w_b)d_{1/2}^2}{pq_B S_{c11}}, \quad (10.300, b)$$

S_{c11} avînd semnificația din relația (10.284).

Dacă valoarea lui k_{uB} este mai mare decât cea permisă ($k_{uBmax} = 0,7$), este necesar a reduce numărul de spire bobinate bifilar (w_b) și a folosi o rezistență exterioară R_p , a cărei valoare rezultă din condiția:

$$R_{1Bmin} \leq R_{1B} + R_p \leq R_{1Bmax}, \quad (10.301)$$

unde R_{1B} , în Ω , se calculează cu relația (10.195), în care se înlocuiește w_{1B} cu suma $w_{1B} + w_b$.

Dacă se utilizează totuși rezistență exterioară, este indicat să nu se folosească înfășurare bobinată bifilar.

Numărul spirelor înfășurării de pornire bobinate în sens direct este:

$$w_{Bd} = w_{1B} + \frac{w_b}{2}, \quad (10.302)$$

iar cele bobinate în sens invers:

$$w_{Bi} = \frac{w_b}{2}. \quad (10.302, a)$$

H. Calculul înfășurării auxiliare a statorului motoarelor asincrone monofazate cu element de pornire capacitiv (condensator de pornire)

41) Factorul de transformare k , se alege astfel încît să fie îndeplinită condiția dată de relația (10.291), unde:

$$k_{max} = \frac{M_{p0}}{2M_{pN}} \cdot \frac{\sqrt{r_{Ak}^2 + x_{Ak}^2} + x_{Ak}}{r_{Bk}}, \quad (10.303)$$

în care:

$$r_{Bk} = t\sigma_2^2 r_{1A} \frac{q_{Ak}^2 w_{1A}}{q_{Bk}^2 w_{1B}} + r_{2Ak} \quad [\text{u.r.}], \quad (10.303, a)$$

cu r_{2Ak} conform relației (10.290) și coeficientul $t = k_{uCA}/k_{uCB} = 1 \div 1,6$.

Pentru determinarea valorii optime a lui t trebuie încercate mai multe valori ale acestuia, în cadrul limitelor de mai sus.

OBSERVAȚIE. Ca și în cazul anterior (element de pornire rezistiv), calculele ce urmează, de la punctul 42 la punctul 49, trebuie făcute pentru câteva valori ale lui k , din care se alege cea care asigură obținerea cuplului de pornire impus și consumul minim de cupru.

42) Numărul de spire al fazei auxiliare (de pornire), se determină cu relația (10.292) în care însă se introduce valoarea lui k determinată la punctul anterior.

43) Valorile extreme ale reacțanței de scurtcircuit a fazei auxiliare, la pornire (v. și rel. 10.293):

$$x_{Bkmax} = -\frac{1}{k} (m_1 r_{1Ak} - \sqrt{b}) \quad [\text{u.r.}], \quad (10.304)$$

$$x_{Bkmin} = -\frac{1}{k} (m_1 r_{1Ak} + \sqrt{b}) \quad [\text{u.r.}],$$

în care:

m_k se calculează cu relația (10.293, a);

$$b = m_k^2 r_{1Ak}^2 - k^2 r_{Bk}^2 + 2km_k r_{1Ak} x_{Ak}. \quad (10.304, a)$$

44) Valorile extreme ale capacității condensatorului de pornire:

$$C_{Pmax(min)} = \frac{10^6 \sigma_2^2}{2\pi f k^2 R_{1A}' x_{C(min)max}} \quad [\mu F], \quad (10.305)$$

în care:

$$X_{Cmax(min)} = (\sigma_B - 1)\sigma_2 x_{mA} + x_{2Ak} - x_{Bkmin(max)} \quad [\text{u.r.}], \quad (10.305, a)$$

unde:

$$x_{2Ak} = \frac{\sigma_2 x_{mA}}{1 + (\sigma_2 x_{mA})^2} \quad [\text{u.r.}], \quad (10.305, b)$$

Capacitatea condensatoarelor de pornire C_P se alege astfel încît să fie îndeplinită condiția:

$$C_{Pmin} \leq C_P \leq C_{Pmax} \quad [\mu F]. \quad (10.305, c)$$

OBSERVAȚIE. Dacă nu se găsește un condensator (sau grup de condensatoare conectate serie sau paralel) astfel încât să fie îndeplinită relația (10.305, c), se alege altă valoare pentru factorul de transformare k dat de relația (10.291) pentru k_{max} dat de relația (10.303) și se relau calculele de la punctul 42.

45) Reactanța condensatorului de pornire :

$$X_C = \frac{10^6}{2\pi f C_p} [\Omega], \quad (10.306)$$

iar în u.r. :

$$x_C = \frac{X_C \sigma_1^2}{k^2 R_{2A}'} [\text{u.r.}]. \quad (10.306, a)$$

46) Secțiunea conductoarelor fazei auxiliare de pornire :

$$S_{CuB} = \frac{pq_B k_{acB} 10^9}{w_{1B}} [\text{mm}^2], \quad (10.307)$$

corespunzător căreia se alege din STAS 685-74 (anexa 5) diametrul d_B și respectiv d_{B12} ale conductoarelor ; se calculează apoi coeficientul de umplere al creștăturilor acestei înfășurări k_{uB} cu ajutorul relației (10.284), care trebuie să fie în limitele menționate.

47) Rezistența fazei de pornire R_{1B} , în Ω , se calculează cu ajutorul relației (10.195), în care se cunosc toate mărimile, iar valoarea exprimată în u.r. este :

$$r_{1B} = \frac{\sigma^2 R_{1B}}{k^2 R_{2A}'} [\text{u.r.}]. \quad (10.308)$$

48) Curentul în faza auxiliară, la pornire ($s = 1$) :

$$I_{Bp} = \frac{\sigma^2 U_N}{k^2 R_{2A}' \sqrt{(r_{1B} + r_{2A})^2 + [(s-1)\sigma_2 x_{m1} + x_{2A} - x_C]^2}} [\text{A}]. \quad (10.309)$$

49) Densitatea de curent în faza de pornire J_B , se calculează cu relația (10.298). În cazul cînd $J_B > J_{Badm}$ (v. rel. 10.291, a), trebuie să se reducă t (v. rel. 10.303, a) și să se repete calculele începînd de la punctul 41. Dacă posibilitatea scăderii lui t s-a epuizat, chiar pentru valoarea cea mai mică a lui k , care îndeplinește condiția dată de relația (10.291), atunci înseamnă că înfășurarea de pornire nu poate asigura cuplul de pornire impus.

După stabilirea datelor înfășurării statorice se impune determinarea valorilor reale ale parametrilor, în Ω și în u.r. (v. punctul B de la paragraful 10.12.3) și reluarea calculelor de la punctul 18 al acestui paragraf, după ce în prealabil se verifică densitățile de curent în conductoarele statorului și rotorului și se recalculează suprafețele creștăturilor și coeficienții k_{z1} și k_{z2} (v. relațiile 10.267). Curentul în barele rotorice se determină cu ajutorul relațiilor (10.53, a sau b), în care $m_1 = 2$ și $w_1 = w_{1A} = w_{1B}$ pentru motorul cu fază auxiliară (bifazat), respectiv $m_1 = 1$ și $w_1 = w_{1A}$ pentru motorul monofazat cu element de pornire. Avînd toate datele constructive (ale circuitului magnetic și înfășurărilor), se trece la calculul caracteristicilor de pornire și funcționare conform celor prezentate la paragraful 10.12.4, ale căror valori se compară cu cele impuse prin tema de proiectare.

Capitolul 11. EXEMPLU DE CALCUL ELECTROMAGNETIC AL MAȘINII ASINCRONE

Acest capitol are drept scop parcurgerea întregii metodici de proiectare a motorului asincron pe un exemplu concret.

Pentru o edificare completă asupra modului de lucru, a celor ce proiectează pentru prima dată un astfel de motor, se vor avea în vedere, pe cît posibil, toate tipurile de mașini asincrone, atât pentru înaltă tensiune cît și pentru joasă tensiune.

De aceea, exemplul de calcul se va efectua în două cazuri :

— cazul 1 cuprinde calculul electromagnetic complet (dimensiuni, parametrii, caracteristici și pierderi) pentru un motor asincron de înaltă tensiune, cu rotorul în 3 variante constructive : bobinat, în scurtcircuit cu bare înalte și în scurtcircuit cu dublă colivie ;

— cazul 2 cuprinde un calcul electromagnetic de dimensionare numai a statorului unui motor asincron de joasă tensiune, inclusiv înfășurarea statorului, din conductor rotund. Aceasta, deoarece mersul calculului în continuare este identic cu cel de la una din variantele expuse în cazul 1.

CAZUL 1

Să se proiecteze un motor asincron trifazat de înaltă tensiune (numai calculul electromagnetic) cu următoarele date :

$$P_N = 500 \text{ kW} ;$$

$$U_N = 6000 \text{ V} ;$$

$$f_1 = 50 \text{ Hz} ;$$

$$n_1 = 1500 \text{ rot/min} ;$$

$$m = 3 ;$$

• tipul constructiv : IM B 3 STAS 3998/1-74 ;

• tipul de protecție : IP 23 STAS 625-85 ;

Construcția rotorului.

I) Rotorul bobinat, avînd $M_m/M_N = 2,5$.

II) Rotorul în scurtcircuit cu bare înalte, avînd :

$$M_p/M_N = 1,2 ; I_p/I_N \leq 6 ; M_m/M_N = 2,5.$$

III) Rotorul în scurtcircuit cu dublă colivie, avînd :

$$M_p/M_N = 1,45 ; I_p/I_N \leq 5,5 ; M_m/M_N = 2,2.$$

Serviciul : S₁ (continuu) STAS 1893/1-87.

Condiții de funcționare : normale, conform STAS 1893/1-87.

Întrucît conexiunea nu se impune, se alege, pentru fazele înfășurării statorului, conexiunea stea (Y).

1) MOTORUL CU ROTORUL BOBINAT (CU INELE COLECTOARE)

11.1. DETERMINAREA MĂRIMILOR DE CALCUL

1) Numărul de perechi de poli, conform relației (10.1):

$$p = \frac{60f_1}{n_1} = \frac{60 \cdot 50}{1500} = 2.$$

2) Puterea aparentă nominală, conform relației (10.2):

$$S_N = \frac{P_N}{\eta \cos \varphi} = \frac{500}{0,93 \cdot 0,92} = 585 \text{ kVA}, \quad (11.1)$$

în care:

$$\eta = 0,93 \text{ din figura 10.1;} \\ \cos \varphi = 0,92 \text{ din figura 10.3.}$$

OB ERVAȚIE: η și $\cos \varphi$ s-au luat ceva mai mici decât valorile rezultate din curbe, în mod intenționat, avînd în vedere că, în cazul considerat, același stator se va folosi și pentru rotorul în scurtcircuit.

3) T.e.m. de fază, rezultă cu relația (10.8):

$$E_1 = k_E U_1 = 0,97 \cdot 3470 = 3360 \text{ V},$$

în care: tensiunea de fază, pentru conexiunea Y, este:

$$U_1 = \frac{U_N}{\sqrt{3}} = \frac{6000}{\sqrt{3}} = 3470 \text{ V};$$

$$k_E = 0,97 \text{ din figura 10.6.}$$

4) Puterea aparentă interioară, conform relației (10.13, a):

$$S_i = k_E S_N = 0,97 \cdot 585 = 568 \text{ kVA}. \quad (11.2)$$

5) Curentul nominal pe fază, pentru conexiunea Y, rezultă cu relația (10.3):

$$I_N = \frac{S_N}{\sqrt{3} U_N} = \frac{585 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 6000} = 56,3 \text{ A}. \quad (11.3)$$

6) Factorul de formă k_B și factorul de acoperire ideală a pasului polar α_i rezultă din figura 10.7 pentru o valoare estimativă (inițială) a coeficientului de saturație magnetică parțial $k_{sd} = 1,2$ (apropiată de limita inferioară indicată de relația (10.18, a)), care permite obținerea unui factor de putere bun și pentru varianta cu rotorul în scurtcircuit, la valorile:

$$k_B = 1,1; \quad (11.4)$$

$$\alpha_i = 0,69.$$

În mod normal însă, pentru reducerea consumului de material, valoarea coeficientului k_{sd} trebuie să se situeze în a doua jumătate a intervalului indicat (v. și rel. 11.32).

11.2. CALCULUL DIMENSIUNILOR PRINCIPALE

1) Diametrul interior al statorului (orientativ), conform relației (10.21):

$$D = \sqrt[3]{\frac{2p}{\pi \lambda} \frac{60 S_i}{n_1 C}} = \sqrt[3]{\frac{4}{\pi \cdot 1} \cdot \frac{60 \cdot 568 \cdot 10^3}{1500 \cdot 270}} = 4,75 \text{ dm} = 47,5 \text{ cm},$$

în care:

$$C = 270 \text{ J/dm}^3, \text{ din figura 10.8;}$$

din figura 10.9 rezultă pentru $\lambda = \frac{l_i}{\tau}$ limitele:

$$\lambda = 0,5 \div 1,6.$$

Se estimează:

$$\lambda \approx 1.$$

După o altă metodă și anume din curbele reprezentate în figura 10.10, b, pentru $S_i = 568 \text{ kVA}$, rezultă diametrul $D = 50 \text{ cm}$.

2) Diametrul exterior al statorului, conform relației (10.22, a), pentru prima valoare a lui D (calculată), rezultă:

$$D_e = k_D D = 1,58 \cdot 47,5 = 75 \text{ cm},$$

sau, pentru diametrul D rezultat din curbe:

$$D_e = k_D D = 1,58 \cdot 50 = 79 \text{ cm},$$

în care $k_D = 1,58$ din tabelul 10.1.

Din tabelul 10.2 se observă că valoarea normalizată a diametrului exterior cea mai apropiată este:

$$D_e = 740 \text{ mm} = 74 \text{ cm},$$

pentru care rezultă diametrul interior D , recalculat:

$$D = \frac{D_e}{k_D} = \frac{74}{1,58} \approx 47 \text{ cm}. \quad (11.5)$$

3) Pasul polar

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi \cdot 47}{4} = 36,9 \text{ cm}.$$

4) Solicitățile electromagnetice A și B_δ , așa cum rezultă din figura 10.13, au valorile:

$$A = 490 \text{ A/cm};$$

$$B_\delta = 0,8 \text{ T}.$$

Întrucît se folosește clasa de izolație F, iar mașina, avînd 1500 rot/min, se ventilează foarte bine, se va adopta o valoare a păturii de curent majorată cu circa 6%.

Se stabilește astfel :

$$A = 520 \text{ A/cm} = 520 \cdot 10^2 \text{ A/m};$$

$$B_8 = 0,8 \text{ T.}$$

5) **Lungimea ideală**, conform relației (10.23) :

$$l_i = \frac{60 S_i}{k_w k_w \alpha_i \pi^2 D^2 n_1 A B_8} = \frac{60 \cdot 568 \cdot 10^2}{1,1 \cdot 0,92 \cdot 0,69 \cdot 3,14^2 \cdot 0,47^2 \cdot 1 \cdot 500 \cdot 520 \cdot 10^2 \cdot 0,8} = 0,358 \text{ m} = 35,8 \text{ cm},$$

în care s-a estimat (orientativ), conform relației (10.17), $k_w \approx 0,92$, urmînd ca valoarea exactă să se determine după stabilirea numărului de creștături Z_1 și a pasului înfășurării.

6) **Valoarea (orientativă) a raportului λ** :

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau} = \frac{35,8}{36,9} = 0,97,$$

adică foarte apropiată de cea estimată în calculul diametrului D .

7) **Geometria miezului**. Pentru valorile lui l_i și D stabilite, rezultă o construcție divizată a miezului feromagnetic.

Se impun orientativ $n_v = 5$ canale de ventilație radială, cu lățimea $b_v = 1 \text{ cm}$.

Pentru $\delta = 1,5 \text{ mm}$ (v. paragraful 11.3), din figura 4.3, rezultă

$$b'_v = 7,4 \text{ mm} = 0,74 \text{ cm}.$$

Lungimea geometrică, conform relației (10.24) :

$$l_g = l_i + n_v b'_v = 35,8 + 5 \cdot 0,74 \approx 39,5 \text{ cm}.$$

Lungimea unui pachet de tole, considerînd că toate pachetele sînt uniforme (v. fig. 4.2), conform relației (10.25) :

$$l_1 = \frac{l_g - n_v b_v}{n_v + 1} = \frac{39,5 - 5 \cdot 1}{5 + 1} = 5,75 \text{ cm}.$$

Întrucît l_1 se încadrează în limitele admise ($4 \div 6 \text{ cm}$), rezultă că miezul feromagnetic va avea 5 canale de ventilație cu lățimea de 1 cm și 6 pachete de tole din care :

— 2 pachete (de margine) cu lungimea de 6 cm ;

— 4 pachete cu lungimea de 5,5 cm.

Recalculînd, rezultă următoarele dimensiuni ale miezului feromagnetic :

— lungimea fierului miezului feromagnetic (a tuturor pachetelor), conform relației (10.24, b)

$$l_{Fe} = 2 \cdot 6 + 4 \cdot 5,5 = 34 \text{ cm}; \quad (11.6)$$

— lungimea geometrică, conform relațiilor (10.25, a)

$$l_g = l_{Fe} + n_v b_v = 34 + 5 \cdot 1 = 39 \text{ cm}; \quad (11.7)$$

— lungimea ideală (valoare definitivă), conform relațiilor (10.25, a) :

$$l_i = l_g - n_v b_v = 39 - 5 \cdot 0,74 = 35,3 \text{ cm}, \quad (11.8)$$

fiind apropiată de valoarea rezultată din calcul.

11.3. DETERMINAREA LĂȚIMII ÎNTREFIERULUI

Din figura 10.14, pentru $D = 47 \text{ cm}$ și $2p = 4$, rezultă $\delta \approx 1,25 \text{ mm}$. Din relația empirică (10.26) rezultă :

$$\delta \approx 3(4 + 0,7\sqrt{Dl_i})10^{-2} = 3(4 + 0,7\sqrt{47 \cdot 39})10^{-2} = 1,02 \text{ mm} \quad (11.9)$$

Avînd în vedere însă că mașina are turație ridicată și lungime relativ mare (capetele frontale ale înfășurării statorice fiind mari) cît și pentru mărirea siguranței în funcționare, se stabilește lățimea întrefierului la valoarea :

$$\delta = 1,5 \text{ mm}.$$

11.4. ÎNFĂȘURAREA ȘI CRESTĂTURILE STATORULUI

1) Fiînd o mașină de înaltă tensiune, **înfășurarea statorului** va fi cu bobine prefabricate — *secții rigide*, de forma indicată în figura 10.45.

Pentru o astfel de înfășurare, creștăturile sînt deschise (v. și tabelul 10.3). Forma creștăturii, modul de dispunere a conductoarelor și de izolare a bobinei în creștătură sînt indicate în figura 10.16, b.

Astfel, în conformitate și cu anexa 10 (fig. 10-II, a și tabelul 10-I), pentru clasa de izolație F, schema de izolație a înfășurării este următoarea :

— *pe partea activă* (în creștătură) : teacă izolantă din micafoliu obținută prin mecanizare, cu grosimea de 1,8 mm unilaterală (adică pe o parte) ;

— *pe partea frontală* : bandă izolantă clasa F de $0,15 \times 20 \text{ mm}$, în 6 straturi 1/2 suprapus, peste care se prevede un strat, tot 1/2 suprapus, din bandă de contracție pentru consolidare ;

— *izolația dintre straturi* : sticlotexolit cu grosimea de 2 mm.

2) **Numărul de creștături ale statorului** :

$$Z_1 = 2pmq_1 = 4 \cdot 3 \cdot 6 = 72, \quad (11.10)$$

în care s-a ales, conform relațiilor (10.29), $q_1 = 6$.

3) **Pasul dentar al statorului** :

$$l_1 = \frac{\pi D}{Z_1} = \frac{\pi \cdot 47}{72} = 2,05 \text{ cm}, \quad (11.11)$$

se încadrează în limitele (orientative) indicate de relațiile (10.28, a).

4) **Pasul înfășurării**, în conformitate cu relația (10.27), rezultă :

$$y_1 = \frac{5}{6} y_\tau = \frac{5}{6} mq_1 = \frac{5}{6} \cdot 3 \cdot 6 = 15 \text{ creștături}. \quad (11.12)$$

Deoarece $y_1 = 15$, adică bobina pleacă din creștătura 1 și se întoarce în creștătura 16, deci $y_1 =$ număr impar, rezultă că înfășurarea poate fi făcută atît cu bobine egale ($n_e =$ număr par) cît și cu bobine neegale ($n_e =$ număr impar).

5) **Factorul de înfășurare al statorului** (valoarea exactă) rezultă din anexa 1, tabelul 1-I :

$$k_{w1} = 0,925.$$

6) Numărul de spire pe fază, conform relației (10.31):

$$w_1 = \frac{k_E U_1}{4k_{Bf_1} k_{e1} \Phi} = \frac{0,97 \cdot 3470}{4 \cdot 1,1 \cdot 50 \cdot 0,925 \cdot 7,2 \cdot 10^{-2}} = 229$$

în care, conform relației (10.12):

$$\Phi = \alpha_1 \tau l_i B_8 = 0,69 \cdot 0,369 \cdot 0,353 \cdot 0,8 = 7,2 \cdot 10^{-2} \text{ Wb.}$$

7) Numărul de conductoare efective dintr-o creștătură, considerind o singură cale de curent ($a_1 = 1$), conform relației (10.31, a), este:

$$n_{e1} = \frac{2m_1 a_1 w_1}{Z_1} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 1 \cdot 229}{72} = 19,1.$$

Se alege $n_{e1} = 19$ conductoare pe creștătură, ceea ce înseamnă că înfășurarea va avea bobine neegale (bobina mică cu 9 spire și bobina mare cu 10 spire) și se recalculează numărul de spire pe fază, conform relației (10.34):

$$w_1 = \frac{Z_1 n_{e1}}{2m_1 a_1} = \frac{72 \cdot 19}{2 \cdot 3 \cdot 1} = 228 \text{ spire} = \text{număr întreg.} \quad (11.13)$$

Verificarea condițiilor de simetrie ale înfășurării (v. paragraful 10.5.2):

— conform relației (10.32, a):

$$\frac{Z_1}{m_1 a_1} = \frac{72}{3 \cdot 1} = 24 = \text{număr întreg;} \quad (11.14)$$

— conform relației (10.33):

$$\frac{2p}{a_1} = \frac{4}{1} = 4 = \text{număr întreg;} \quad (11.14, a)$$

— conform relației (10.34):

$$w_1 = \frac{Z_1 n_{e1}}{2m_1 a_1} = 228 \text{ spire} = \text{număr întreg, valoare stabilită mai sus}$$

(v. rel. 11.13);

— conform relației (10.35):

$$\frac{Z_1}{m_1 t} = \frac{72}{3 \cdot 2} = 12 = \text{număr întreg,} \quad (11.14, b)$$

unde cel mai mare divizor comun al lui $p = 2$ și $Z_1 = 72$ este $t = 2$.

Verificarea încadrării în limite a solicitărilor electromagnetice:

— pătura de curent, conform relației (10.36):

$$A = \frac{n_{e1} \cdot I_N}{a_1 t_1} = \frac{19 \cdot 56,3}{1 \cdot 2,05} = 522 \text{ A/cm,} \quad (11.15)$$

foarte apropiată de valoarea aleasă inițial;

— fluxul magnetic util, pentru un pol, conform relației (10.38):

$$\Phi = \frac{k_E U_1}{4k_{Bf_1} w_1 k_{e1}} = \frac{0,97 \cdot 3470}{4 \cdot 1,1 \cdot 50 \cdot 228 \cdot 0,925} = 7,25 \cdot 10^{-2} \text{ Wb,} \quad (11.16)$$

pentru care rezultă valoarea maximă a inducției magnetice în întrefier, conform relației (10.37):

$$B_8 = \frac{\Phi}{\alpha_1 \tau l_i} = \frac{7,25 \cdot 10^{-2}}{0,69 \cdot 0,369 \cdot 0,353} = 0,807 \text{ T,} \quad (11.16, a)$$

față de 0,8 T aleasă inițial din curbe, ceea ce înseamnă că dimensionările pînă în această etapă, sînt bine făcute (D, l_i, w_1, n_{e1}).

8) Secțiunea conductorului, conform relației (10.39):

$$s_{cui} = \frac{I_N}{a_1 J_1} = \frac{56,3}{1 \cdot 6,25} = 9,01 \text{ mm}^2,$$

în care densitatea de curent $J_1 = 6,25 \text{ A/mm}^2$, conform indicațiilor de la paragraful 10.4.1 B.

Pentru înfășurarea de l.t. (v. tabelul 10.3) se alege un conductor profilat, izolat cu email tereftalic și două straturi de fire de sticlă (PE2S).

9) Dimensiunile conductorului se stabilesc în funcție de dimensiunile creștăturii și de modul de așezare a conductoarelor în creștătură; această așezare, precum și izolațiile folosite în conformitate cu anexa 10, tabelul 10-I, sînt arătate în figura 11.1.

Materialele, grosimea și numărul de straturi sînt indicate în tabelul 11.1, cu ajutorul căruia se calculează b_{iz} și h_{iz} .

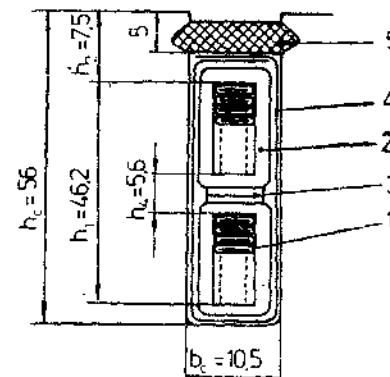


Fig. 11.1. Secțiune prin creștătura statorului mașinii asincrone de 500 kW, 6 kV, 1500 rot/min (așezarea conductoarelor și izolațiile folosite).

Tabelul 11.1

Pozițiile, denumirea și dimensiunile materialelor utilizate în creștătura statorului mașinii asincrone

Poz. din figura 11.1	Denumirea, grosimea și nr. de straturi utilizate	Grosimea rezultantă	
		Pe lățime [mm]	Pe înălțime [mm]
1	Izolația conductorului (E2S), cu grosimea bilaterală din anexa 9.	$1 \times 0,45 = 0,45$	$19 \times 0,45 = 8,55$
2	Izolația bobinei pe partea activă (teacă izolantă din samicafoliu sau din bandă izolantă specială)	$2 \times 1,8 = 3,6$	$4 \times 1,8 = 7,2$
3	Izolație între straturi din sticlătextolit, grosime de 1 mm (2 buc)	—	$2 \times 1 = 2$
4	Izolație creștătură, din folie NMN, grosime 0,25 mm (cu rol de protecție mecanică)	$2 \times 0,25 = 0,5$	$3 \times 0,25 = 0,75$
5	Pană, sticlătextolit, grosimea 4 mm	—	$1 \times 4 = 4$
6	Istmul creștăturii	—	1
7	Joc	0,25	0,3
		$b_{iz} = 4,8 \text{ mm}$	$h_{iz} = 23,8 \text{ mm}$

OBSERVAȚIE. După bobinare, înfășurarea se va impregna cu lac clasă de izolație F.

— Lățimea (orientativă) a creștăturii, avînd în vedere relația (10.43), rezultă în limitele:

$$b_{c1} = \beta l_1 = (0,35 \div 0,5) \cdot 20,5 = 7,2 \div 10,3 \text{ mm.}$$

— Lățimea (orientativă) a conductorului, conform relației (10.43, a)

$$b_{cu1} = \frac{b_{c1} - b_{iz}}{\text{numărul conductoarelor pe lățimea creștăturii}} = \frac{(7,2 + 10,3) - 4,8}{1} = 2,4 + 5,5 \text{ mm.}$$

Din STAS 2873/1-86 (anexa 7) se alege conductor din cupru electrolitic în stare moale (O), izolat cu E2S și anume:

Sîrmă O — $5,6 \times 1,7$ izolat E2S, STAS 2873/1-86 = 9,16 mm².

10) Dimensiunile definitive ale creștăturii (v. tabelul 11.1 și fig. 11.1), calculate cu relațiile (10.44), rezultă:—

— lățimea $b_{c1} = b_{cu1} \times \text{numărul conductoarelor pe lățimea creștăturii} + b_{iz} = 5,6 \cdot 1 + 4,8 = 10,4 \text{ mm};$

— înălțimea $h_{c1} = h_{cu1} \times \text{numărul conductoarelor pe înălțimea creștăturii} + h_{iz} = 1,7 \cdot 19 + 23,8 = 56,1 \text{ mm.}$

Se stabilește, prin rotunjire, creștătura cu dimensiunile la valorile:

$$\begin{aligned} b_{c1} &= 10,5 \text{ mm}; \\ h_{c1} &= 56 \text{ mm.} \end{aligned} \quad (11.17)$$

11) Verificări necesare.

a) Inducția magnetică în jugul statorului, conform relației (10.45):

$$B_{j1} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{Fe} h'_{j1}} = \frac{7,25 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,34 \cdot 0,079} = 1,42 \text{ T,} \quad (11.18)$$

în care, înălțimea jugului statorului care nu are canale axiale de ventilație este dată de relația (10.45, a):

$$h'_{j1} = h_{j1} = \frac{D_2 - D}{2} - h_{c1} = \frac{74 - 47}{2} - 5,6 = 7,9 \text{ cm.}$$

b) Inducția magnetică aparentă maximă în dinții statorului, conform relației (10.46):

$$B'_{d1max} = \frac{t_1 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d1min}} = \frac{2,05 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1} = 1,81 \text{ T,} \quad (11.19)$$

în care: $b_{d1min} = t_1 - b_{c1} = 2,05 - 1,05 = 1 \text{ cm.}$

Cum se observă, atât B_{j1} cât și B'_{d1max} , se înscriu în limitele indicate în paragraful 10.4.2.B.

c) Valoarea exactă a densității de curent, conform relației (10.47):

$$J_1 = \frac{I_N}{a_{1scu1}} = \frac{56,3}{1 \cdot 9,16} = 6,15 \text{ A/mm}^2.$$

d) Valorile rapoartelor dimensiunilor creștăturii:

$$\beta = \frac{b_{c1}}{t_1} = \frac{1,05}{2,05} = 0,512;$$

$$\beta_1 = \frac{h_{c1}}{\tau} = \frac{5,6}{36,9} = 0,152;$$

$$\beta_2 = \frac{h_{c1}}{b_{c1}} = \frac{5,6}{1,05} = 5,34$$

sînt apropiate de limitele indicate de relațiile (10.40).

11.5. ÎNFĂȘURAREA ȘI CRESTĂTURILE ROTORULUI BOBINAT

1) Înfășurarea rotorului se alege de tip ondulat, în bare, cu pas diametral, fiind introdusă în creștături semideschise de forma celei indicate în figura 10.17, b. În acest caz, conductorul va fi izolat cu E2S, iar bobinele vor fi din semibare formate numai la un singur capăt, introducerea barelor în creștătură făcîndu-se pe partea frontală a miezului, cu capătul reformat.

2) Numărul de creștături ale rotorului:

$$Z_2 = 2pm_2q_2 = 4 \cdot 3 \cdot 5 = 60,$$

în care s-a ales, pentru reducerea pierderilor de pulsație în dinții rotorului:

$$q_2 = q_1 - 1 = 6 - 1 = 5.$$

a) Pasul diametral al înfășurării este:

$$y_{2\tau} = \frac{Z_2}{2p} = m_2q_2 = 3 \cdot 5 = 15 \text{ creștături,}$$

pentru care, din anexa 1, tabelul I-II, rezultă $k_{m2} = 0,957$.

b) Pasul dentar al rotorului:

$$t_2 = \frac{\pi D_r}{Z_2} = \frac{\pi \cdot 46,7}{60} = 2,44 \text{ cm.} \quad (11.20)$$

în care, diametrul rotorului:

$$D_r = D - 2\delta = 470 - 2 \cdot 1,5 = 467 \text{ mm} = 46,7 \text{ cm.}$$

3) Numărul de conductoare efective în creștătură se alege conform relației (10.51, b), pentru a avea o tensiune mai mică în rotor:

$$n_{c2} = 2.$$

4) Numărul de spire pe o fază a înfășurării rotorului, conform relației (10.51, a), pentru $a_2 = 1$:

$$w_2 = \frac{Z_2 n_{c2}}{2m_2 a_2} = \frac{60 \cdot 2}{2 \cdot 3 \cdot 1} = 20. \quad (11.21)$$

5) T.e.m. pe o fază din rotor rezultă cu relația (10.51):

$$E_2 = U_{20} = k_p U_1 \frac{w_2 k_{m2}}{w_1 k_{m1}} = 0,97 \cdot 3 \cdot 470 \cdot \frac{20 \cdot 0,957}{228 \cdot 0,925} = 305 \text{ V.}$$

Tensiunea între inele, pentru conexiunea Y a înfășurării rotorului rezultă:

$$U_2 = \sqrt{3} U_{20} = \sqrt{3} \cdot 305 = 528 \text{ V,} \quad (11.22)$$

valoare care se încadrează în limitele indicate în tabelul 10.5.

6) Curentul pe o fază din rotor, conform relației (10.53):

$$I_2 = k_I \frac{m_1 w_1 k_{m1}}{m_2 w_2 k_{m2}} I_N = 0,94 \cdot \frac{3 \cdot 228 \cdot 0,925}{3 \cdot 20 \cdot 0,957} \cdot 56,3 = 583 \text{ A,} \quad (11.23)$$

în care, pentru $\cos \varphi = 0,92$, din figura 10.26 rezultă $k_I = 0,94$.

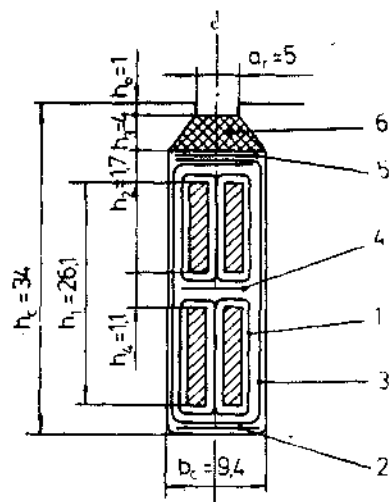


Fig. 11.2. Secțiune prin creștătura rotorului bobinat al mașinii asincrone de 500 kW, 6 kV, 1 500 rot/min (așezarea conductoarelor și izolațiile folosite).

OBSERVAȚIE. Ca și înfășurarea statorului, înfășurarea rotorului se va impregna, după bobinare, cu lac clasă de izolație F.

7) Secțiunea conductorului înfășurării rotorului se determină cu relația (10.55):

$$s_{Cu2} = \frac{I_2}{a_2 J_2} = \frac{583}{1 \cdot 6,75} = 86,5 \text{ mm}^2,$$

în care $J_2 = 1,1 J_1 = 1,1 \cdot 6,15 = 6,75 \text{ A/mm}^2$, iar $a_2 = 1$.

9) Dimensiunile conductorului se stabilesc, ca și la stator, în funcție de dimensiunile creștăturii și schema de izolație aleasă.

Deoarece secțiunea este mare, din motive tehnologice se vor lua 2 conductoare (fire) în paralel, așezate unul lângă altul pe lățimea creștăturii. Conductoarele vor fi izolate cu E2S.

Așezarea conductoarelor în creștătură și izolațiile folosite, în conformitate cu anexa 10, tabelul 10.1, sînt arătate în figura 11.2.

Materialele, grosimea și numărul de straturi sînt indicate în tabelul 11.2, cu ajutorul căruia se calculează b_{c2} și h_{c2} .

Tabelul 11.2

Pozițiile, denumirea și dimensiunile materialelor utilizate în creștătura rotorului mașinii asincrone

Poziția din fig. 11.2	Denumirea, grosimea și nr. de straturi utilizate	Grosimea rezultantă	
		Pe lățime [mm]	Pe înălțime [mm]
1	Izolația conductorului (E2S), cu grosimea bilaterală din anexa 9.	$2 \times 0,5 = 1$	$2 \times 0,5 = 1$
2	Izolație la fundul creștăturii din micanită flexibilă, grosimea 0,2 mm (2 bucăți)	—	$2 \times 0,2 = 0,4$
3	Izolație creștătură din folie NMN grosime 0,25 mm, în 2 straturi (deoarece $U_2 > 500 \text{ V}$) iar turația este ridicată)	$4 \times 0,25 = 1$	$6 \times 0,25 = 1,5$
4	Izolație între straturi din sticlertextolit, grosime 0,5 mm.	—	$1 \times 0,5 = 0,5$
5	Izolație sub pană (cu rol de umplere), micanită, grosime 0,2 mm	—	$1 \times 0,2 = 0,2$
6	Pană, sticlertextolit, grosime 4 mm (deoarece creștătura este lată și turația mare)	—	$1 \times 4 = 4$
7	Istmul creștăturii	—	1
8	Joc	0,3 $b_{c2} = 2,3 \text{ mm}$	0,4 $h_{c2} = 9 \text{ mm}$

— Lățimea (orientativă) a creștăturii, cu relația (10.43) dar cu t_2 , rezultă în limitele:

$$b_{c2} = \beta t_2 = (0,35 \div 0,5) \cdot 24,4 = 8,55 \div 12,2 \text{ mm}.$$

— Lățimea (orientativă) a conductorului (a unui fir), conform relației (10.43, a):

$$b_{Cu2} = \frac{b_{c2} - b_{i2}}{\text{nr. conductoarelor pe lățimea creștăturii}} = \frac{(8,55 \div 12,2) - 2,3}{2} = 3,12 \div 4,95 \text{ mm}.$$

Din STAS 2873/1-86 (anexa 7) se alege conductor din cupru electro-litic în stare moale (O), izolat cu E2S și anume:

$$\text{Sîrmă O-2}(3,55 \times 12,5 \text{ izolat E2S}) \text{ STAS 2873/1-86} = 2 \cdot 43,8 = 87,6 \text{ mm}^2.$$

Se va avea în vedere că, pentru secțiuni mari ale conductorului, formarea bobinei necesită eforturi mecanice mai mari, care pot duce la distrugerea parțială a izolației E2S. De aceea se vor lua măsuri de refacerea izolației conductorului, în special la coturi (curburi).

9) Dimensiunile definitive ale creștăturii (v. tabelul 11.2 și fig. 11.2), calculate cu relațiile (10.44), rezultă:

$$\text{— lățimea } b_{c2} = b_{Cu2} \times \text{numărul de conductoare pe lățimea creștăturii} + b_{i2} = 3,55 \cdot 2 + 2,3 = 9,4 \text{ mm};$$

$$\text{— înălțimea } h_{c2} = h_{Cu2} \times \text{numărul de conductoare pe înălțimea creștăturii} + h_{i2} = 12,5 \cdot 2 + 9 = 34 \text{ mm}.$$

Dimensiunile definitive ale creștăturii rotorului sînt deci:

$$b_{c2} = 9,4 \text{ mm};$$

$$h_{c2} = 34 \text{ mm}; \quad (11.24)$$

$$a_r = 5 \text{ mm (deschiderea istmului).}$$

10) Verificări necesare.

a) Inducția magnetică aparentă maximă în dintele rotorului (la baza acestuia, unde secțiunea este minimă), conform relației (10.57):

$$B'_{d2min} = \frac{t_2 B_2}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2min}} = \frac{2,44 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,15} = 1,87 \text{ T} \quad (11.25)$$

în care, cu relația (10.57, a), a rezultat:

$$b_{d2min} = \frac{\pi(D_r - 2h_{c2})}{Z_2} - b_{c2} = \frac{\pi(46,7 - 2 \cdot 3,4)}{60} - 0,94 = 1,15 \text{ cm}. \quad (11.25, a)$$

Cum se observă (v. paragraful 10.4.2 B), inducția magnetică maximă este în limite.

b) Valoarea definitivă a densității de curent din înfășurarea rotorului:

$$J_2 = \frac{I_2}{a_2 s_{Cu2}} = \frac{583}{1 \cdot 87,6} = 6,65 \text{ A/mm}^2. \quad (11.26)$$

c) Valorile rapoartelor de formă ale creștăturii:

$$\beta = \frac{b_{c2}}{t_2} = \frac{0,94}{2,44} = 0,385;$$

$$\beta_2 = \frac{h_{c2}}{b_{c2}} = \frac{3,4}{0,94} = 3,62,$$

apropiate de valorile impuse.

11.6. JUGUL ROTORULUI ȘI DIAMETRUL INTERIOR AL ROTORULUI

Deoarece mașina nu are canale axiale de ventilație, ci numai canale radiale, înălțimea de calcul a jugului rotorului h_{j2} este chiar înălțimea jugului real h_{j2} .

1) Înălțimea jugului rotor, conform relației (10.59):

$$h_{j2} = h_{j2} = \frac{\Phi}{2k_{Fe}l_{Fe}B_{j2}} = \frac{7,25 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,34 \cdot 1,4} = 0,08 \text{ m} = 8 \text{ cm},$$

în care s-a impus $B_{j2} = 1,4 \text{ T}$ (spre limita inferioară), deoarece mașina având $2p$ mic va avea o lungime a jugului mare și deci o t.m. a jugului mare.

2) Diametrul interior al miezului feromagnetic rotorice, conform relației (10.60):

$$D_{ir} = D_r - 2(h_{c2} + h_{j2}) = 46,7 - 2(3,4 + 8) = 23,9 \text{ cm}.$$

Din motive tehnologice, se rotunjește diametrul interior la valoarea:

$$D_{ir} = 24 \text{ cm} = 240 \text{ mm},$$

rezultând următoarele valori recalculate:

— înălțimea jugului rotorice:

$$h_{j2} = \frac{D_r - D_{ir}}{2} - h_{c2} = \frac{46,7 - 24}{2} - 3,4 = 7,95 \text{ cm};$$

— inducția magnetică în jugul rotorului:

$$B_{j2} = \frac{\Phi}{2k_{Fe}l_{Fe}h_{j2}} = \frac{7,25 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,34 \cdot 0,0795} = 1,41 \text{ T}. \quad (11.27)$$

11.7. TENSIUNEA MAGNETOMOTOARE (t.m.m.) PE O PERECHE DE POLI ȘI CURENTUL DE MAGNETIZARE

1) Tensiunea magnetică (t.m.) a întrefierului, pe o pereche de poli, conform relației (10.61):

$$U_{m\delta} = 2 \frac{B_{\delta}}{\mu_0} k_C \delta = 2 \frac{0,807}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 1,56 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} = 3000 \text{ A} \quad (11.28)$$

în care, coeficientul lui Carter total, conform relației (10.61, a), este

$$k_C = k_{C1} k_{C2} = 1,43 \cdot 1,09 = 1,56,$$

unde, conform relațiilor (7.34, a), s-au determinat:

— pentru stator:

$$k_{C1} = \frac{t_1}{t_1 - \gamma_1 \delta} = \frac{20,5}{20,5 - 4,09 \cdot 1,5} = 1,43,$$

cu:

$$\gamma_1 = \frac{\left(\frac{a_s}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{a_s}{\delta}} = \frac{\left(\frac{b_{c1}}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_{c1}}{\delta}} = \frac{\left(\frac{10,5}{1,5}\right)^2}{5 + \frac{10,5}{1,5}} = 4,09;$$

— pentru rotor:

$$k_{C2} = \frac{t_2}{t_2 - \gamma_2 \delta} = \frac{24,4}{24,4 - 1,33 \cdot 1,5} = 1,09,$$

cu:

$$\gamma_2 = \frac{\left(\frac{a_r}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{a_r}{\delta}} = \frac{\left(\frac{5}{1,5}\right)^2}{5 + \frac{5}{1,5}} = 1,33.$$

2) T.m. a dinților statorului, pentru o pereche de poli:

a) lățimile dintelui în cele 3 secțiuni, conform relațiilor (10.63), sînt:

$$b_{d1min} = t_1 - b_{c1} = 2,05 - 1,05 = 1 \text{ cm};$$

$$b_{d1med} = \frac{\pi(D + h_{c1})}{Z_1} - b_{c1} = \frac{\pi(47 + 5,6)}{72} - 1,05 = 1,25 \text{ cm};$$

$$b_{d1max} = \frac{\pi(D + 2h_{c1})}{Z_1} - b_{c1} = \frac{\pi(47 + 2 \cdot 5,6)}{72} - 1,05 = 1,49 \text{ cm};$$

b) inducția magnetică aparentă în cele 3 secțiuni ale dintelui, conform relațiilor (10.63):

$$B'_{d1max} = 1,81 \text{ T (v. rel. 11.9)};$$

$$B'_{d1med} = \frac{t_1 l_1 B_{\delta}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d1med}} = \frac{2,05 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,25} = 1,45 \text{ T}; \quad (11.29)$$

$$B'_{d1min} = \frac{t_1 l_1 B_{\delta}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d1min}} = \frac{2,05 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,49} = 1,21 \text{ T}.$$

Deoarece valoarea maximă nu depășește cu mult 1,8 T, nu se mai calculează coeficienții dintelui.

Pentru miezul feromagnetic statoric se folosește tablă silicioasă laminată la rece cu cristale neorientate, avînd grosimea de 0,5 mm și fiind izolată cu o peliculă fină de lac, rezistentă la temperatura corespunzătoare clasei de izolație F.

Miezul feromagnetic al rotorului va fi din aceeași tablă, deoarece tolele rotorului se execută din interioarele tolelor statorului.

În acest caz, din anexa 2, pentru inducțiile magnetice obținute (v. rel. 11.29), se determină :

$$H_{d1max} = 125 \text{ A/cm};$$

$$H_{d1med} = 15 \text{ A/cm};$$

$$H_{d1min} = 5 \text{ A/cm}$$

Valoarea medie a intensității cîmpului magnetic, conform relației (7.36, a), este :

$$H_{d1} = \frac{1}{6} (H_{d1max} + 4H_{d1med} + H_{d1min}) = \frac{1}{6} (125 + 4 \cdot 15 + 5) = 31,7 \text{ A/cm}.$$

T.m. a dinților statorului, conform relației (10.62) :

$$U_{md1} = 2h_{c1}H_{d1} = 2 \cdot 5,6 \cdot 31,7 = 355 \text{ A}. \quad (11.30)$$

3) T.m. a dinților rotorului pentru o pereche de poli. Deoarece creștătura rotorului este cu pereții paraleli, t.m. a dinților rotorului se calculează similar cu a dinților statorului; în acest caz $h_{d2} = h_{c2} = 3,4 \text{ cm}$.

a) Lățimea dintelui în cele 3 secțiuni sînt :

$$b_{d2min} = \frac{\pi(D_r - 2h_{c2})}{Z_p} - b_{c2} = \frac{(46,7 - 2 \cdot 3,4)}{60} - 0,94 = 1,15 \text{ cm};$$

$$b_{d2med} = \frac{\pi(D_r - h_{c2})}{Z_p} - b_{c2} = \frac{(46,7 - 3,4)}{60} - 0,94 = 1,33 \text{ cm};$$

$$b_{d2max} = t_2 - b_{c2} = 2,44 - 0,94 = 1,5 \text{ cm}.$$

b) Inducțiile magnetice aparente în cele 3 secțiuni ale dintelui rotorului:

$$B'_{d2max} = \frac{t_2 I_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2min}} = \frac{2,44 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,15} = 1,87 \text{ T (v. și rel. 11.25)};$$

$$B'_{d2med} = \frac{t_2 I_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2med}} = \frac{2,44 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,33} = 1,62 \text{ T}; \quad (11.31)$$

$$B'_{d2min} = \frac{t_2 I_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2max}} = \frac{2,44 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,5} = 1,43 \text{ T}.$$

c) Coeficienții dintelui se calculează numai pentru secțiunea minimă, deoarece numai în aceasta inducția magnetică aparentă este mai mare ca 1,8 T.

Astfel, conform relațiilor (7.36, c), rezultă :

$$k_{d3} = \frac{b_{c2} I_1}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2min}} = \frac{0,94 \cdot 35,3}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,15} = 0,89.$$

Din curba de magnetizare a tablei silicioase laminată la rece, cu cristale neorientate, folosită și pentru miezul feromagnetic al rotorului (anexa 2), pentru inducțiile și coeficienții dintelui obținuți, rezultă :

$$H_{d2max} = 170 \text{ A/cm};$$

$$H_{d2med} = 45 \text{ A/cm};$$

$$H_{d2min} = 12,5 \text{ A/cm}.$$

Valoarea medie a intensității cîmpului magnetic, conform relației (7.36, a), este :

$$H_{d2} = \frac{1}{6} (H_{d2max} + 4H_{d2med} + H_{d2min}) = \frac{1}{6} (170 + 4 \cdot 45 + 12,5) = 60,5 \text{ A/cm}.$$

T.m. a dinților rotorului, conform relației (10.64) :

$$U_{md2} = 2h_{d2}H_{d2} = 2 \cdot 3,4 \cdot 60,5 = 412 \text{ A}. \quad (11.31,a)$$

Verificarea coeficientului de saturație magnetică parțial. Cu relația (10.18) rezultă :

$$k_{sd} = \frac{U_{m8} + U_{md1} + U_{md2}}{U_{m8}} = \frac{3000 + 355 + 412}{3000} = 1,255. \quad (11.32)$$

Pentru această valoare exactă a coeficientului k_{sd} , se constată, din figura 10.7, că α_i și k_B nu diferă prea mult de valorile adoptate inițial (v. rel. 11.4); deci calculele efectuate pînă acum sînt valabile.

4) T.m. a jugului statoric pentru o pereche de poli, conform relației (10.65), este

$$U_{mj1} = \zeta_1 L_{j1} H_{j1} = 0,4 \cdot 52 \cdot 11 = 229 \text{ A}, \quad (11.33)$$

în care :

$$L_{j1} = \frac{\pi(D_r - h_{j1})}{2p} = \frac{\pi(74 - 7,9)}{4} = 52 \text{ cm};$$

$$H_{j1} = 11 \text{ A/cm, din anexa 2, pentru } B_{j1} = 1,42 \text{ T};$$

$$\zeta_1 = 0,4 \text{ — din figura 10.29, pentru } B_{j1} = 1,42 \text{ T}.$$

5) T.m. a jugului rotoric pentru o pereche de poli, conform relației (10.66) :

$$U_{mj2} = \zeta_2 L_{j2} H_{j2} = 0,4 \cdot 25 \cdot 10,5 = 105 \text{ A}, \quad (11.34)$$

în care :

$$L_{j2} = \frac{\pi(D_r + h_{j2})}{2p} = \frac{\pi(24 + 7,95)}{4} = 25 \text{ cm};$$

$$H_{j2} = 10,5 \text{ A/cm, din anexa 2, pentru } B_{j2} = 1,41 \text{ T};$$

$$\zeta_2 = 0,4 \text{ — din figura 10.29, pentru } B_{j2} = 1,41 \text{ T}.$$

6) T.m.m. a circuitului magnetic pe o pereche de poli, conform relației (10.67) :

$$U_{mctrc} = U_{m8} + U_{md1} + U_{md2} + U_{mj1} + U_{mj2} = 3000 + 355 + 412 + 229 + 105 = 4101 \text{ A}. \quad (11.35)$$

7) Curentul de magnetizare, conform relației (10.69) :

$$I_\mu = \frac{p U_{mctrc}}{0,9 m_1 w_1 k_{w1}} = \frac{2 \cdot 4101}{0,9 \cdot 3 \cdot 228 \cdot 0,335} = 14,4 \text{ A}, \quad (11.36)$$

sau în procente (rel. 10.68, a) :

$$I_{\mu} \% = \frac{I_{\mu}}{I_N} 100 = \frac{14,4}{56,3} \cdot 100 = 25,6 \%,$$

adică în limitele indicate de relația (10.68, b), ceea ce înseamnă că solici-
tărilor magnetice și dimensiunile circuitului magnetic sînt corespunzătoare.

11.8. PARAMETRII ÎNFĂȘURĂRILOR MOTORULUI ASINCRON CU ROTORUL BOBINAT

A. Parametrii înfășurării statorului

După cum s-a menționat (v. paragraful 11.4), înfășurarea statorului
fiind pentru înaltă tensiune, este construită din conductor profilat, în două
straturi, cu bobine izolate (secții rigide).

1) **Lungimea frontală a bobinei statorului** se determină efectuind la
scară construcția grafică indicată în figura 10.47, valorile dimensiunilor con-
structive folosite fiind date în tabelul 10.8.

O astfel de construcție, în cazul exemplului considerat, este reprezen-
tată în figura 11.3, în care s-au folosit următoarele valori pentru elementele
constructive (v. tabelul 10.8) :

$$t_{1med} = \frac{\pi(D + h_{c1})}{Z_1} = \frac{\pi(47 + 5,6)}{72} = 2,3 \text{ cm};$$

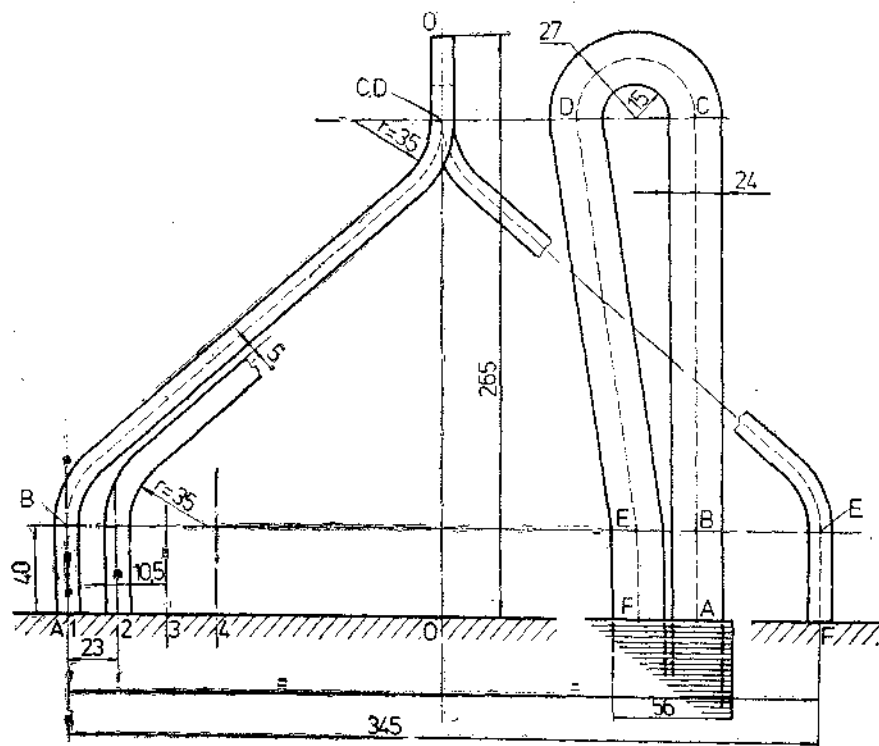


Fig. 11.3. Determinarea grafică a lungimii frontale, pentru bobina înfășurării statorului.

$$y_1 = 15 \text{ (v. rel. 11.12)};$$

$$a = 4 \text{ cm};$$

$$r = 3,5 \text{ cm};$$

$$r_1 = 1,5 \text{ cm};$$

$$\Delta_{t2} = 0,5 \text{ cm} = 5 \text{ mm};$$

$$y_1 t_{1med} = 15 \cdot 2,3 = 34,5 \text{ cm.}$$

Din figura 11.3 și conform relației (10.75), lungimea frontală a bobinei
statorice, pe vederea desfășurată, rezultă (v. și fig. 10.47) :

$$l_{f1} = l_{ABCDEF} \approx 2(a + l_{BC}) + \pi r_{med} = 2(4 + 26) + \pi \cdot 27 = 68,5 \text{ cm.} \quad (11.37)$$

2) **Lungimea medie a unei jumătăți de spirală a înfășurării statorului**,
conform relației (10.69) :

$$l_{wmed1} = l_g + l_{f1} = 39 + 68,5 = 107,5 \text{ cm.} \quad (11.38)$$

3) **Rezistența pe fază a înfășurării statorului** se determină cu relația
(10.77) :

$$R_1 = k_r \rho_{\Phi} \frac{L_1}{s_{c1} a_1} = 1 \cdot \frac{1,38}{56} \cdot \frac{490}{9,16 \cdot 1} = 1,32 \, \Omega, \quad (11.39)$$

în care :

$$k_r \approx 1;$$

$$\rho_{\Phi} = \rho_{115^\circ} = 1,38 \rho_{20^\circ} = 1,38 \cdot \frac{1}{56} \, \Omega \text{ mm}^2/\text{m};$$

$$L_1 = 2w_1 l_{wmed1} = 2 \cdot 228 \cdot 1,075 = 490 \text{ m (v. rel. 10.77, a)};$$

$$a_1 = 1.$$

4) **Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătură** pentru
înfășurarea statorului, conform relației (10.82) și figurii 11.1 ;

$$\lambda_{c1} = \frac{h_1 - h_4}{3b_c} k_{\beta} + \frac{h_2}{b_c} k'_{\beta} + \frac{h_4}{4b_c} = \frac{46,2 - 5,6}{3 \cdot 10,5} \cdot 0,906 + \frac{7,5}{10,5} \cdot 0,875 + \frac{5,6}{4 \cdot 10,5} = 1,928, \quad (11.40)$$

în care, conform relațiilor (10.84), pentru $\beta_y = \frac{y_1}{y_r} = \frac{15}{18} = 0,833$, s-au
determinat :

$$k'_{\beta} = \frac{1 + 3\beta_y}{4} = \frac{1 + 3 \cdot 0,833}{4} = 0,875;$$

$$k_{\beta} = \frac{1}{4} + \frac{3}{4} k'_{\beta} = 0,25 + 0,75 \cdot 0,875 = 0,906.$$

5) **Permeanța geometrică specifică a scăpărilor diferențiale** se calcu-
lează conform indicațiilor de la paragraful 10.8.3 B, care reprezintă o metodă
mai precisă de determinare a acestor scăpări. Trebuie avut în vedere însă
că în acest caz, pentru mașinile asincrone, în scăpările diferențiale sînt in-
cluse și scăpările de la dinte la dinte (v. mai jos punctul 6).

Conform relației (10.95), pentru înfășurarea statorului rezultă :

$$\lambda_{d1} = 0,9 \frac{t_2(q_1 k_{d1})^2 \rho_{d1} k_{d1}}{k_c \delta} \sigma_{d1} = 0,9 \frac{2,05(6 \cdot 0,925)^2 \cdot 1 \cdot 0,882}{1,56 \cdot 0,15} \cdot 0,3 \cdot 10^{-2} = 0,645, \quad (11.41)$$

în care, pentru $a_c = b_{c1}$:

$$k_{d1} \approx 1 - 0,033 \frac{a_c^2}{\delta t_1} = 1 - 0,033 \frac{1,05^2}{0,15 \cdot 2,05} = 0,882, \text{ conform relației (10.96, b) ;}$$

$$\rho_{d1} \approx 1 ;$$

$$\sigma_{d1} = 0,3 \cdot 10^{-2}, \text{ din tabelul 10.10, pentru } q = 6 \text{ și } y_7 - y_1 = 18 - 15 = 3.$$

6) Permeanța geometrică specifică a scăpărilor de la dinte la dinte. Conform paragrafului 10.8.3 C (v. și rezumatul de la sfârșitul paragrafului 10.8.3), la *mașinile asincrone* (care, de regulă, au un întrefier de lățime mică) scăpările de la dinte la dinte sînt incluse în scăpările diferențiale. De aceea, pentru mașinile asincrone, cînd se folosește metoda precisă de determinare a scăpărilor diferențiale, ca în cazul de față, se consideră :

$$\lambda_{z1,2} = 0. \quad (11.42)$$

Dacă se folosește, însă, metoda aproximativă de determinare a lui $\lambda_{d1,2}$ și $\lambda_{z1,2}$ (v. observația de la paragraful 10.8.3 C), atunci $\lambda_{z1,2}$ trebuie determinat separat de $\lambda_{d1,2}$ ($\lambda_{d1,2}$, în acest caz, se calculează pentru $q_{1,2} = \infty$, nu pentru valoarea reală a lui $q_{1,2}$).

7) Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în părțile frontale, pentru înfășurarea statorului, se determină cu relația (10.103) :

$$\lambda_{f1} = 0,34 \frac{q_1}{l_1} (l_{f1} - 0,64 \beta_y \tau) = 0,34 \cdot \frac{6}{35,3} (68,5 - 0,64 \cdot 0,833 \cdot 36,9) = 2,82. \quad (11.43)$$

8) Permeanța geometrică specifică totală a înfășurării statorului, conform relației (10.80) și relației (10.106) — pentru mașinile asincrone, este :

$$\sum \lambda_1 = \lambda_{c1} + \lambda_{d1} + \lambda_{f1} = 1,928 + 0,645 + 2,82 = 5,393. \quad (11.44)$$

9) Reactanța de scăpări, pe fază, a înfășurării statorului, conform relației (10.79, a) :

$$X_{\sigma 1} = 0,158 \left(\frac{f_1}{100} \right) \left(\frac{w_1}{100} \right)^2 \frac{l_1}{p q_1} \sum \lambda_1 = 0,158 \left(\frac{50}{100} \right) \cdot \left(\frac{228}{100} \right)^2 \frac{35,3}{2 \cdot 6} \cdot 5,393 = 6,5 \, \Omega. \quad (11.45)$$

B. Parametrii înfășurării rotorului bobinat

Cum s-a menționat (v. paragraful 11.5 punctul 1), înfășurarea rotorului bobinat este de tip ondulat, cu pas diametral, din semibare formate numai la un singur capăt (fig. 10.49, c), conductorul (profilat) fiind din două fire în paralel, fiecare fir izolat în clasă F cu E2S.

10) Lungimea frontală a bobinei rotorului se determină, ca și cea de la bobina statorului, prin construcția grafică, la scară, indicată în figura 10.47, valorile dimensiunilor constructive fiind date în tabelul 10.8.

Construcția grafică, la scară, a capătului bobinei rotorice este prezentată în figura 11.4, în care, pentru dimensiunile constructive, s-au luat din tabelul 10.8 următoarele valori :

$$l_{2med} = \frac{\pi(D_1 - h_{r2})}{Z_2} = \frac{\pi(46,7 - 3,4)}{60} = 2,27 \text{ cm ;}$$

$$y_2 = y_{2\tau} = 15 \text{ creștături (pas diametral) ;}$$

$$a = 1,5 \text{ cm ;}$$

$$a_1 = 3 \text{ cm ;}$$

$$r = 1 \text{ cm ;}$$

$$\Delta_{i2} = 0,15 \text{ cm} = 1,5 \text{ mm ;}$$

$$y_2 l_{2med} = 15 \cdot 2,27 = 34 \text{ cm.}$$

Din figura 11.4 și conform relației (10.75, a) ; lungimea frontală a bobinei rotorice (pe vederea din stînga figurii) rezultă :

$$l_{f2} = 2l_{ABCP} = 2(a + l_{BC} + a_1) = 2(1,5 + 21 + 3) = 51 \text{ cm.} \quad (11.46)$$

11) Lungimea medie a unei jumătăți de spirală a înfășurării rotorului, conform relației (10.69) :

$$l_{umcd2} = l_f + l_{f2} = 39 + 51 = 90 \text{ cm.} \quad (11.47)$$

12) Rezistența pe fază a înfășurării rotorului se determină cu relația (10.77) :

$$R_2 = k_{r2} \frac{l_2}{s_{cu2} \sigma_2} = 1 \cdot \frac{1,38}{56} \cdot \frac{36}{87,6 \cdot 1} = 1,01 \cdot 10^{-2} \, \Omega, \quad (11.48)$$

în care :

$$k_r = 1 ;$$

$$\rho_{20} = \rho_{115^\circ} = 1,38 \cdot \frac{1}{56} \, \Omega \text{ mm}^2/\text{m ;}$$

$$l_2 = 2w_2 l_{umcd2} = 2 \cdot 20 \cdot 0,9 = 36 \text{ m ;}$$

$$a_2 = 1.$$

13) Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătură pentru înfășurarea rotorului, conform relației (10.83) și figurii 11.2 :

$$\lambda_{c2} = \frac{h_1 - h_2}{3b_c} l_p + \left(\frac{h_2}{b_c} + \frac{3h_2}{b_c + 2a_r} + \frac{h_2}{a_r} \right) k'_p + \frac{h_2}{4b_c} = \frac{26,1 - 1,1}{3 \cdot 9,4} \cdot 1 + \left(\frac{1,7}{9,4} + \frac{3 \cdot 4}{9,4 + 2 \cdot 5} + \frac{1}{5} \right) \cdot 1 + \frac{1,1}{4 \cdot 9,4} = 1,917, \quad (11.49)$$

în care, conform relației (10.84), pentru $\beta_y = \frac{y_2}{y_{2\tau}} = 1$

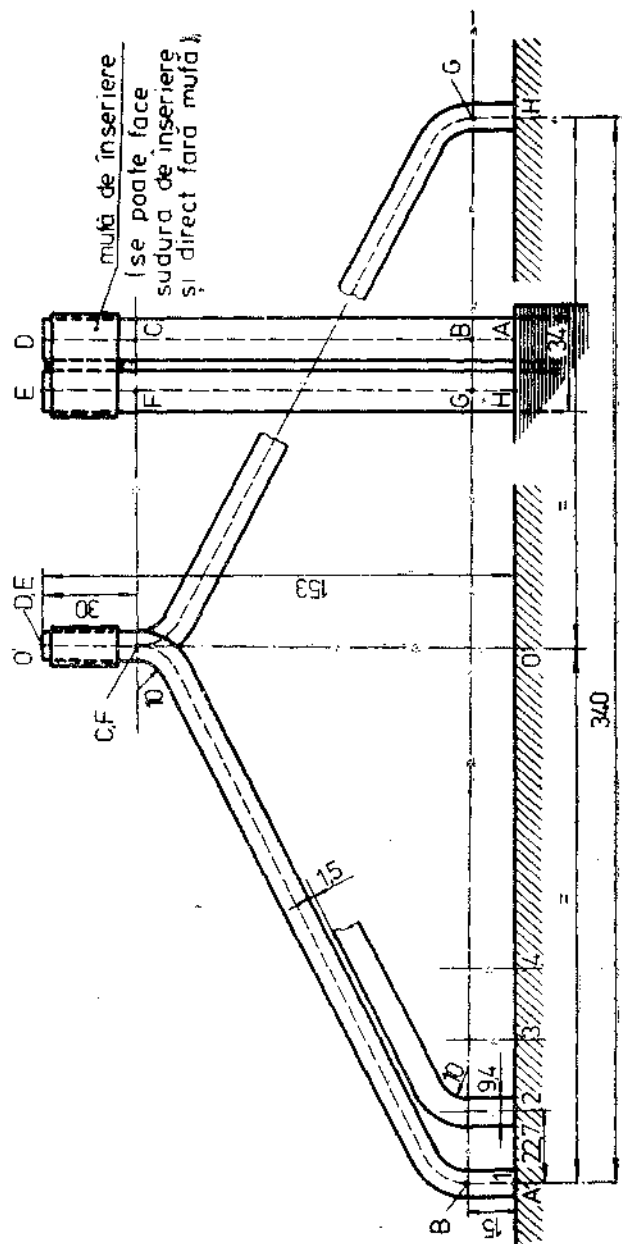


Fig. 11.4. Determinarea grafică a lungimii frontale, pentru bobina din semihare a înfășurării rotorului bobinat.

(pas diametral), s-au determinat :

$$k'_\beta = \frac{1 + 3\beta_y}{4} = 1 ;$$

$$k_\beta = \frac{1}{4} + \frac{3}{4} k'_\beta = 1.$$

14) Permeanța geometrică specifică a scăpărilor diferențiale se calculează similar ca la stator, ținând cont că în ele sînt incluse și scăpările de la dinte la dinte ; se va folosi deci metoda precisă de determinare a acestei permeanțe.

Astfel, conform relației (10.96), pentru înfășurarea rotorului rezultă :

$$\lambda_{d2} = 0,9 \frac{l_2(q_2 k_{w2})^2 \rho_{d2} k_{02}}{k_c \delta} \quad \sigma_{d2} = 0,9 \frac{2,44(5 \cdot 0,957)^2 \cdot 1 \cdot 0,975}{1,56 \cdot 0,15} \cdot 0,65 \cdot 10^{-2} = 1,36, \quad (11.50)$$

în care :

$$k_{02} \approx 1 - 0,033 \frac{a^2}{\delta l_2} = 1 - 0,033 \frac{0,5^2}{0,15 \cdot 2,44} = 0,975 \text{ conform relației (10.96, b) ;}$$

$$\rho_{d2} \approx 1 ;$$

$$\sigma_{d2} = 0,65 \cdot 10^{-2}, \text{ din tabelul 10.10, pentru } q_2 = 5 \text{ și } y_{2\tau} = y_2 = 0.$$

15) Permeanța geometrică specifică a scăpărilor de la dinte la dinte :

$$\lambda_{z2} = 0,$$

conform celor menționate la punctul 6 din acest paragraf (v. și rel. 11.42).

16) Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în părțile frontale pentru înfășurarea rotorului se determină cu relația (10.103) :

$$\lambda_{f2} = 0,34 \frac{q_2}{l_i} (l_{f2} - 0,64 \beta_y \tau) = 0,34 \frac{5}{35,3} (51 - 0,64 \cdot 1 \cdot 36,9) = 1,32. \quad (11.51)$$

17) Permeanța geometrică specifică totală a înfășurării rotorului, conform relației (10.80) și relației (10.106) — pentru mașinile asincrone este :

$$\sum \lambda_2 = \lambda_{c2} + \lambda_{d2} + \lambda_{f2} = 1,917 + 1,36 + 1,32 = 4,597. \quad (11.52)$$

18) Reactanța de scăpări pe fază a înfășurării rotorului bobinat, conform relației (10.79, a) :

$$X_{\sigma 2} = 0,158 \left(\frac{f_1}{100} \right) \left(\frac{w_2}{100} \right)^2 \frac{l_i}{p q_2} \sum \lambda_2 = 0,158 \left(\frac{50}{100} \right) \cdot \left(\frac{20}{100} \right)^2 \cdot \frac{35,3}{2 \cdot 5} \cdot 4,597 = 5,13 \cdot 10^{-2} \Omega. \quad (11.53)$$

19) Parametrii rotorului în valori raportate la stator.

● Factorul de raportare :

$$k_{rap} = \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}} \right)^2 = \frac{3}{3} \left(\frac{228 \cdot 0,925}{20 \cdot 0,957} \right)^2 = 121. \quad (11.54)$$

● Parametrii raportați, conform relației (10.125):

$$\begin{aligned} R'_2 &= R_2 k_{rap} = 1,01 \cdot 10^{-2} \cdot 121 = 1,22 \, \Omega; \\ X'_{\sigma 2} &= X_{\sigma 2} k_{rap} = 5,13 \cdot 10^{-2} \cdot 121 = 6,21 \, \Omega. \end{aligned} \quad (11.54, a)$$

20) Reactanța utilă a circuitului de magnetizare, conform relației (10.105):

$$X_m \approx \frac{U_1 \cdot I_m X_{\sigma 1}}{I_{\mu}} = \frac{3470 \cdot 14,4 \cdot 6,5}{14,4} = 234 \, \Omega. \quad (11.55)$$

21) Parametrii mașinii, în unități relative:

● Impedanța nominală:

$$Z_N = \frac{U_{1N}}{I_{1N}} = \frac{3470}{56,3} = 61,7 \, \Omega.$$

● Valorile relative ale parametrilor, conform relațiilor (10.126):

$$\begin{aligned} r_1 &= \frac{R_1}{Z_N} = \frac{1,32}{61,7} = 0,0214 \text{ u.r.}; \\ r'_2 &= \frac{R'_2}{Z_N} = \frac{1,22}{61,7} = 0,0198 \text{ u.r.}; \\ x_{\sigma 1} &= \frac{X_{\sigma 1}}{Z_N} = \frac{6,5}{61,7} = 0,105 \text{ u.r.}; \\ x'_{\sigma 2} &= \frac{X'_{\sigma 2}}{Z_N} = \frac{6,21}{61,7} = 0,101 \text{ u.r.}; \\ x_m &= \frac{X_m}{Z_N} = \frac{234}{61,7} = 3,8 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad (11.56)$$

11.9. CALCULUL PIERDERILOR ȘI RANDAMENTULUI MAȘINII ASINCRONE

Se efectuează conform cap. 20, la relațiile cărora se vor face de altfel și referirile din acest paragraf.

1) Pierderile principale în fier.

a) Pierderile principale în jugul statorului, conform relației (20.1) (în locul indicelui „s” – stator – s-a pus „1”):

$$P_{j1} = k_j p_{j1} G_{j1} = 1,3 \cdot 4,85 \cdot 416 = 2620 \text{ W} = 2,62 \text{ kW},$$

în care: $k_j = 1,3$;

$$p_{j1} = p_{10/50} \left(\frac{f_1}{50} \right)^{1,3} B_{j1}^2 = 2,4 \cdot \left(\frac{50}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,42^2 = 4,85 \text{ W/kg},$$

conform relației (20.1, b) și în care:

$p_{10/50} = 2,4 \text{ W/kg}$, pentru tablă silicioasă, laminată la rece, cu cristale neorientate, de 0,5 mm;

masa fierului, considerînd $\gamma_{Fe} = 7,8 \text{ kg/dm}^3$, conform relației (20.1, a).

$$\begin{aligned} G_{Fej1} &= \gamma_{Fe} \frac{\pi}{4} (D_{ej1}^2 - D_{ij1}^2) k_{Fe} l_{Fe} \cdot 10^{-3} = 7,8 \cdot \frac{\pi}{4} \cdot (74^2 - \\ &\quad - 58,2^2) \cdot 0,95 \cdot 34 \cdot 10^{-3} = 416 \text{ kg}. \end{aligned}$$

cu:

$$D_{ij1} = D + 2h_{i1} = 47 + 2 \cdot 5,6 = 58,2 \text{ cm};$$

$$D_{ej1} = D_e = 74 \text{ cm}.$$

b) Pierderile principale în dinții statorului, conform relației (20.2):

$$P_{d1} = k_d p_{d1} G_{d1} = 1,8 \cdot 5,05 \cdot 127 = 1150 \text{ W} = 1,15 \text{ kW},$$

în care:

$$k_d = 1,8;$$

$$p_{d1} = p_{10/50} \left(\frac{f_1}{50} \right)^{1,3} B_{d1mrd}^2 = 2,4 \cdot \left(\frac{50}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,45^2 = 5,05 \text{ W/kg}, \text{ conform relației (20.2, b);}$$

$$\begin{aligned} G_{d1} &= \gamma_{Fe} h_{c1} b_{d1mrd} l_{Fe} k_{Fe} Z_1 \cdot 10^{-3} = 7,8 \cdot 5,6 \cdot 1,25 \cdot 34 \cdot 0,95 \cdot 72 \cdot 10^{-3} = \\ &= 127 \text{ kg}. \end{aligned}$$

conform relației (20.2, a).

c) Pierderile principale totale în fier (rel. 20.3):

$$P_{Fepr} = P_{j1} + P_{d1} = 2,62 + 1,15 = 3,77 \text{ kW}. \quad (11.57)$$

2) Pierderile suplimentare în fier la funcționarea în gol.

a) Pierderile de suprafață ale statorului, conform relației (20.6),

$$\begin{aligned} P_{supr1} &= 2p \left(\frac{l_1 - a_s}{l_1} \right) \tau l_{Fe} k_{Fe} p_{supr1} \cdot 10^{-4} = 4 \cdot \left(\frac{2,05 - 1,05}{2,05} \right) \cdot \\ &\quad \cdot 36,9 \cdot 34 \cdot 0,95 \cdot 900 \cdot 10^{-4} = 210 \text{ W} = 0,21 \text{ kW}, \end{aligned} \quad (11.58)$$

în care, conform relației (20.6, a),

$$\begin{aligned} p_{supr1} &= 0,5 \cdot k_0 \left(\frac{Z_2 n_1}{10000} \right)^{1,5} (10 B_{01} l_2)^2 = 0,5 \cdot 1,6 \cdot \\ &\quad \cdot \left(\frac{60 \cdot 1500}{10000} \right)^{1,5} \cdot (10 \cdot 0,265 \cdot 2,44)^2 = 900 \text{ W/m}^2. \end{aligned}$$

unde:

$$k_0 = 1,6, \text{ din tabelul 20.1, pentru „prelucrat superficial”};$$

$$B_{01} = \beta_{01} k_c B_8 = 0,21 \cdot 1,56 \cdot 0,807 = 0,265 \text{ T}$$

și în care:

$$\beta_{01} = 0,21, \text{ din figura 20.1, pentru } \frac{\alpha_r}{\delta} = \frac{5}{1,5} = 3,33.$$

OBSERVAȚIE. Pentru calculul lui B_0 se va folosi β_0 luat din figura 20.1, astfel

$$- \text{ pentru } p_{supr \text{ stator}} \text{ se ia } \beta_0 = f \left(\frac{\alpha_r}{\delta} \right);$$

$$- \text{ pentru } p_{supr \text{ rotor}} \text{ se ia } \beta_0 = f \left(\frac{\alpha_r}{\delta} \right).$$

b) Pierderile de suprafață ale rotorului, conform relației (20.6) :

$$P_{supr2} = 2p \left(\frac{t_2 - a_r}{t_2} \right) \tau l_{Fe} k_{Fe} p_{supr2} \cdot 10^{-4} = 4 \cdot \left(\frac{2,44 - 0,5}{2,44} \right) \cdot 36,9 \cdot 34 \cdot 0,95 \cdot 2750 \cdot 10^{-4} = 1040 \text{ W} = 1,04 \text{ kW}, \quad (11.59)$$

în care, conform relației (20.6, a) :

$$p_{supr2} = 0,5 k_0 \left(\frac{Z_1 n_1}{10000} \right)^{1,5} \cdot (10 B_{02} l_1)^2 = 0,5 \cdot 1,9 \cdot \left(\frac{72 \cdot 1500}{10000} \right)^{1,5} \cdot (10 \cdot 0,44 \cdot 2,05)^2 = 2750 \text{ W/m}^2, \quad (11.60)$$

unde :

$k_0 = 1,9$, din tabelul 20.1, pentru „prelucrat“, deoarece rotorul se strunjește pentru realizarea întrefierului ;

$$B_{02} = \beta_{02} k_c B_8 = 0,35 \cdot 1,56 \cdot 0,807 = 0,44 \text{ T}$$

și în care :

$$\beta_{02} = 0,35, \text{ din figura 20.1, pentru } \frac{a_2}{\delta} = \frac{b_{c1}}{\delta} = \frac{10,5}{1,5} = 7.$$

c) Pierderile de pulsație în dinții statorului, conform relației (20.7) :

$$P_{pul1} = k'_0 \left(\frac{Z_2 n_1}{10000} 10 B_{pul1} \right)^2 G_{d1} = 0,1 \left(\frac{60 \cdot 1500}{10000} \cdot 10 \cdot 0,071 \right)^2 \cdot 127 = 520 \text{ W} = 0,52 \text{ kW},$$

în care :

$k'_0 = 0,1$, pentru tole din tablă laminată la rece ;
amplitudinea pulsației inducției magnetice în dinți, conform relației (20.7, a) :

$$B_{pul1} = \frac{\gamma_2 \delta}{2l_1} B_{d1med} = \frac{1,33 \cdot 0,15}{2 \cdot 2,05} \cdot 1,45 = 0,071 \text{ T},$$

cu :

$$\gamma_2 = 1,33 \text{ (v. paragraful 11.7, punctul 1).}$$

d) Pierderile de pulsație în dinții rotorului, conform relației (20.7) :

$$P_{pul2} = k'_0 \left(\frac{Z_1 n_1}{10000} 10 B_{pul2} \right)^2 G_{d2} = 0,1 \left(\frac{72 \cdot 1500}{10000} \cdot 10 \cdot 0,204 \right)^2 \cdot 68,5 = 3320 \text{ W} = 3,32 \text{ kW} \quad (11.61)$$

în care :

$$B_{pul2} = \frac{\gamma_1 \delta}{2l_2} B_{d2med} = \frac{4,09 \cdot 0,15}{2 \cdot 2,44} \cdot 1,62 = 0,204 \text{ T},$$

iar

$$G_{d2} = \gamma_{Fe} h_{c2} b_{d2med} l_{Fe} k_{Fe} Z_2 \cdot 10^{-3} = 7,8 \cdot 3,4 \cdot 1,33 \cdot 34 \cdot 0,95 \cdot 60 \cdot 10^{-3} = 68,5 \text{ kg}.$$

e) Pierderile totale în fier la funcționarea în gol (rel. 20.9) :

$$P_{Fe} = P_{Fepr} + P_{supr1} + P_{supr2} + P_{pul1} + P_{pul2} = 3,77 + 0,21 + 1,04 + 0,52 + 3,32 = 8,86 \text{ kW}. \quad (11.62)$$

3) Pierderile electrice principale la funcționarea în sarcină.

a) Pierderile în înfășurarea statorului (rel. 20.14) :

$$P_{e11} = m_1 R_1 I_N^2 = 3 \cdot 1,32 \cdot 56,3^2 = 12500 \text{ W} = 12,5 \text{ kW}. \quad (11.63)$$

b) Pierderile în înfășurarea rotorului (rel. 20.14) :

$$P_{e12} = m_2 R_2 I_2^2 = 3 \cdot 1,01 \cdot 10^{-2} \cdot 583^2 = 10300 \text{ W} = 10,3 \text{ kW}. \quad (11.64)$$

c) Pierderile electrice la contactul între perii și inelele de contact, conform relației (20.15, a) :

$$P_{ct} = n_i \Delta U_{pe} I_{ri} = 3 \cdot 0,7 \cdot 583 = 1220 \text{ W} = 1,22 \text{ kW}, \quad (11.65)$$

în care, pentru perii de metal grafitat, din tabelul 7.6, $\Delta U_{pe} = 0,7 \text{ V}$ pe o perie (în tabel $\Delta U_{pe} = 1,4 \text{ V}$, dar pe o pereche de perii).

d) Pierderile electrice principale totale (rel. 20.16) :

$$P_{et} = P_{e11} + P_{e12} + P_{ct} = 12,5 + 10,3 + 1,22 = 24,02 \text{ kW}. \quad (11.66)$$

OBSERVAȚIE. Pentru mașinile cu rotorul în scurtcircuit sau cu dispozitiv de scurtcircuitare și de ridicare a periiilor :

$$P_{ct} = 0.$$

4) Pierderile mecanice prin frecare și de ventilație, conform relației (20.22),

$$P_{mec} = P_{frec} + P_{fpe} = 3,9 + 0,375 = 4,275 \text{ kW}, \quad (11.67)$$

în care, conform relației (20.23), pentru mașini cu ventilație radială :

$$P_{frec} \approx 1,2 \cdot 2p \left(\frac{\tau}{10} \right)^3 (n_p + 11) = 1,2 \cdot 4 \cdot \left(\frac{36,9}{10} \right)^3 \cdot (5 + 11) = 3900 \text{ W} = 3,9 \text{ kW},$$

iar, conform relației (20.24), pentru mașinile cu periiile permanent aplicate pe inelele colectoare :

$$P_{fpe} = \mu_{pe} p_{pe} s_{pe} v_i = 0,17 \cdot 14 \cdot 10^3 \cdot 87,5 \cdot 10^{-4} \cdot 18 = 375 \text{ W} = 0,375 \text{ kW},$$

unde, din tabelul 7.6

$$\mu_{pe} = 0,17 ;$$

$$p_{pe} = 14 \cdot 10^3 \text{ Pa} ;$$

$$s_{pe} = m_2 \frac{I_a}{J_{pe}} = 3 \cdot \frac{583}{20} = 87,5 \text{ cm}^2 = 87,5 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \text{ — secțiunea tu-}$$

turor periiilor ;

$v_i = \frac{\pi D_i n}{60} = \frac{\pi \cdot 0,23 \cdot 1500}{60} = 18 \text{ m/s}$ — viteza periferică a inelului colector, considerînd diametrul acestuia $D_i = 23 \text{ cm}$.

OBSERVAȚIE. Pentru mașinile cu rotorul în scurtcircuit sau cu dispozitiv de scurtcircuitare și de ridicare al periiilor :

$$P_{fpe} = 0.$$

5) Pierderile de ventilație datorită ventilatorului propriu, conform relației (20.26):

$$P_v = \frac{QH}{\eta_v} = \frac{1,06 \cdot 862}{0,3} = 3050 \text{ W} = 3,05 \text{ kW}, \quad (11.68)$$

în care:

$\eta_v = 0,3$ — pentru ventilator integrat în mașină;

$$Q = \frac{(1 - \eta_v)P_N}{1,10_{aer}} = \frac{(1 - 0,93) \cdot 500}{1,1 \cdot 30} = 1,06 \text{ m}^3/\text{s}, \text{ conform relației (20.26, a);}$$

$$H = 1,1\eta (u_1^2 - u_2^2) = 1,1 \cdot 0,45(55,7^2 - 36,9^2) = 862 \text{ Pa},$$

unde:

$$\eta_p = 0,45;$$

$$u_1 = \frac{\pi D_1 n}{60} = \frac{\pi \cdot 0,71 \cdot 1500}{60} = 55,7 \text{ m/s};$$

$$u_2 = \frac{\pi D_2 n}{60} = \frac{\pi \cdot 0,47 \cdot 1500}{60} = 36,9 \text{ m/s},$$

cu:

$D_1 \approx D_e = 0,03 \text{ m} = 0,74 \cdot 0,03 = 0,71 \text{ m}$ — diametrul exterior al ventilatorului;

$D_2 \approx 0,47 \text{ m}$ — diametrul interior al ventilatorului.

6) Pierderile suplimentare în fier la funcționarea în sarcină se aproximează cu relația (20.28)

$$P_{fer} \approx 0,005 P_N = 2,5 \text{ kW}. \quad (11.69)$$

7) Pierderile suplimentare electrice la funcționarea în sarcină (datorită fenomenului de refluxare a curentului) se neglijează, deoarece înălțimea $h = 0,17 \text{ cm}$ a conductorului este foarte mică.

8) Pierderile totale și randamentul mașinii.

a) Pierderile totale:

$$\sum P = P_{Fe} + P_{vnt} + P_{mec} + P_v + P_{fer} = 8,86 + 24,02 + 4,275 + 3,05 + 2,5 = 42,705 \text{ kW}. \quad (11.70)$$

b) Randamentul mașinii la funcționarea nominală:

$$\eta_N = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_N}{P_N + \sum P} = \frac{500}{500 + 42,705} = 0,92, \quad (11.70, a)$$

valoare apropiată de cea laudă inițial ($\eta = 0,93$).

11.10. CALCULUL CARACTERISTICILOR MOTORULUI ASINCRON CU ROTORUL BOBINAT

A. Metoda analitică

1) Curentul de funcționare în gol conform relației (10.129, a):

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0\mu}^2} = \sqrt{(1,63)^2 + (14,4)^2} = 14,5 \text{ A}, \quad (11.71)$$

în care

$$I_{0a} = \frac{P_{Fe} + P_{mec} + P_v + P_{fer}}{m_1 U_1} = \frac{8860 + 4275 + 3050 + 820}{3 \cdot 3470} = 1,63 \text{ A}, \quad (11.71, a)$$

unde

$$P_{eio} \approx m_1 R_1 I_{0\mu}^2 = 3 \cdot 1,32 \cdot 14,4^2 = 820 \text{ W}.$$

2) Factorul de putere la funcționarea în gol, conform relației (10.130):

$$\cos \varphi_0 = \frac{I_{0a}}{I_0} = \frac{1,63}{14,5} = 0,11. \quad (11.72)$$

3) Curentul de scurtcircuit I_{1k} se calculează pentru reactanțele nesaturate, deoarece, fiind cu rotorul bobinat, motorul va porni întotdeauna cu reostat de pornire, curentul având valori mult mai mici ca cel de scurtcircuit la U_1 nominal.

De altfel, în cazul motorului cu rotorul bobinat, curentul și factorul de putere la funcționarea în scurtcircuit prezintă importanță în cazul scurtcircuitului de avarie, cînd rotorul se poate bloca în timp ce motorul este conectat la rețea.

a) Parametrii de scurtcircuit, conform relației (10.131):

$$R_k = c_1 R_1 + c_1^2 R'_2 = 1,028 \cdot 1,32 + 1,028^2 \cdot 1,22 = 2,61 \Omega, \quad (11.73)$$

$$X_k = c_1 X_{\sigma 1} + c_1^2 X'_{\sigma 2} = 1,028 \cdot 6,5 + 1,028^2 \cdot 6,21 = 13,25 \Omega,$$

în care:

$$c_1 \approx 1 + \frac{X_{\sigma 1}}{X_m} = 1 + \frac{6,5}{234} = 1,028.$$

b) Modulul curentului de scurtcircuit rotoric, conform relațiilor (10.132, b);

$$I'_{2k} = c_1 I''_{2k} = 1,028 \cdot 257 = 264 \text{ A}, \quad (11.74)$$

în care:

$$I''_{2k} = \frac{U_1}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}} = \frac{3470}{\sqrt{2,64^2 + 13,25^2}} = 257 \text{ A}.$$

c) Componentele curentului de scurtcircuit secundar, conform relațiilor (10.132, c):

— componenta activă

$$I'_{2ka} = I'_{2k} \cos \varphi_{2k} = 264 \cdot 0,196 = 51,8 \text{ A};$$

— componenta reactivă

$$I'_{2kr} = I'_{2k} \sin \varphi_{2k} = 261 \cdot 0,982 = 259 \text{ A},$$

în care:

$$\cos \varphi_{2k} = \frac{R_k}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}} = \frac{2,64}{\sqrt{2,64^2 + 13,25^2}} = 0,196;$$

$$\sin \varphi_{2k} = \frac{X_k}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}} = \frac{13,25}{\sqrt{2,64^2 + 13,25^2}} = 0,982.$$

d) Curentul de scurtcircuit, conform relației (10.132, a):

$$I_{1k} = \sqrt{(I_{0a} + I'_{2ka})^2 + (I_{0\mu} + I'_{2kr})^2} = \sqrt{(1,63 + 51,8)^2 + (14,4 + 259)^2} = 278 \text{ A}. \quad (11.75)$$

4) Factorul de putere la funcționarea în scurtcircuit, conform relației (10.133):

$$\cos \varphi_k = \frac{I_{0a} + I'_{ka}}{I_{1k}} = \frac{1,63 + 51,8}{278} = 0,192. \quad (11.76)$$

5) Alunecarea critică, conform relației (10.138):

$$s_m = \frac{c_1 R'_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2}} = \frac{1,028 \cdot 1,22}{\sqrt{1,32^2 + (6,5 + 1,028 \cdot 6,21)^2}} = 0,0965. \quad (11.77)$$

6) Cuplul maxim, conform relației (10.139):

$$M_m = \frac{pm_1 U_1^2}{2c_1 \omega_1 [R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2}]} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 3470^2}{2 \cdot 1,028 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 [1,32 + \sqrt{1,32^2 + (6,5 + 1,028 \cdot 6,21)^2}]} = 7800 \text{ Nm}. \quad (11.78)$$

7) Alunecarea nominală, conform relației (10.140):

$$s_N = \frac{R'_2 I'_{2N}}{k_E U_1} = \frac{1,22 \cdot 53}{0,97 \cdot 3470} = 0,0192 \text{ (adică } s_N = 1,92\%), \quad (11.79)$$

în care:

$$I'_{2N} = I_2 \frac{m_2 w_2 k_{w2}}{m_1 w_1 k_{w1}} = 583 \frac{3 \cdot 20 \cdot 0,957}{3 \cdot 228 \cdot 0,925} = 53 \text{ A}.$$

8) Capacitatea de supraîncărcare:

$$k_m = \frac{M_m}{M_N} = \frac{7800}{3250} = 2,4, \quad (11.80)$$

în care, conform relației (10.142), valoarea cuplului nominal este:

$$M_N = \frac{60 P_N}{2\pi n_N} = \frac{60 \cdot 500 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot 1470} = 3250 \text{ Nm}, \quad (11.80, a)$$

unde turația nominală este:

$$n_N = (1 - s_N) n_1 = (1 - 0,0192) \cdot 1500 = 1470 \text{ rot/min}. \quad (11.80, b)$$

După cum se vede, $k_M < 2,5$ impus prin temă. În conformitate cu STAS 1893/1-87 (v. tabelul 3.7), toleranța pentru cuplul maxim al motoarelor asincrone este de -10% din valoarea garantată, sub rezerva că după aplicarea toleranței $k'_M \geq 1,6$.

În cazul de față, valoarea lui $k_M = 2,5$, corectată cu -10% , rezultă:

$$k'_M = 2,5 - \frac{10}{100} \cdot 2,5 = 2,25.$$

Deci: $k_M = 2,4 > k'_M = 2,25$, ceea ce înseamnă că abaterea se înscrie în toleranțele admise.

9) Factorul de putere nominal, conform relației (1.141):

$$\cos \varphi_N = \frac{I_{0a} + I'_{2aN}}{I_{1N}} = \frac{1,63 + 50}{57} = 0,906, \quad (11.81)$$

în care, cu relațiile (10.135) și (10.134), pentru $s_N = 0,0192$, s-au determinat:

$$I'_{2aN} = \frac{U_1 \left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s_N} \right)}{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s_N} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2} = \frac{3470 \left(1,32 + 1,028 \cdot \frac{1,22}{0,0192} \right)}{\left(1,32 + 1,028 \cdot \frac{1,22}{0,0192} \right)^2 + (6,5 + 1,028 \cdot 6,21)^2} = 50 \text{ A};$$

$$I'_{2rN} = \frac{U_1 (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})}{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s_N} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2} = \frac{3470 (6,5 + 1,028 \cdot 6,21)}{\left(1,32 + 1,028 \cdot \frac{1,22}{0,0192} \right)^2 + (6,5 + 1,028 \cdot 6,21)^2} = 9,65 \text{ A};$$

$$I_{1N} = \sqrt{(I_{0a} + I'_{2aN})^2 + (I_{\mu} + I'_{2rN})^2} = \sqrt{(1,63 + 50)^2 + (14,4 + 9,65)^2} = 57 \text{ A}. \quad (11.82)$$

Cum se observă, $\cos \varphi_N$ este apropiat de valoarea adoptată inițial ($\cos \varphi = 0,92$) și la limita încadrării în abaterile admise din tabelul 3.7. Era de așteptat să rezulte o valoare ceva mai mică pentru $\cos \varphi_N$, întrucât, din motive tehnologice, întrefierul s-a luat puțin mai mare.

Folosind aceleași expresii, pentru diferite mărimi, luând ca variabilă alunecarea s , se poate trasa atât caracteristica mecanică naturală $M = f(s)$ pentru U_{1N} , cât și $I = f(s)$.

B. Metoda grafo-analitică (diagrama cercului)

1) Construcția diagramei cercului se face conform paragrafului 10.9.2 și este reprezentată în figura 11.5 (v. și fig. 10.76):

● diametrul cercului:

$$D_c = \frac{U_1}{X_k} = \frac{3470}{13,25} = 262 \text{ A};$$

● se alege scara curentului $C_I = 1,5 \text{ A/mm}$, astfel încît:

$$\frac{D_c}{C_I} = \frac{262}{1,5} = 175 \text{ mm};$$

● scara puterii active:

$$C_p = m_1 U_1 C_I \cdot 10^{-3} = 3 \cdot 3470 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} = 15,6 \text{ kW/mm};$$

● valoarea segmentelor:

$$\overline{O_1 O_2} = \frac{I_{\mu}}{C_I} = \frac{14,4}{1,5} = 9,6 \text{ mm};$$

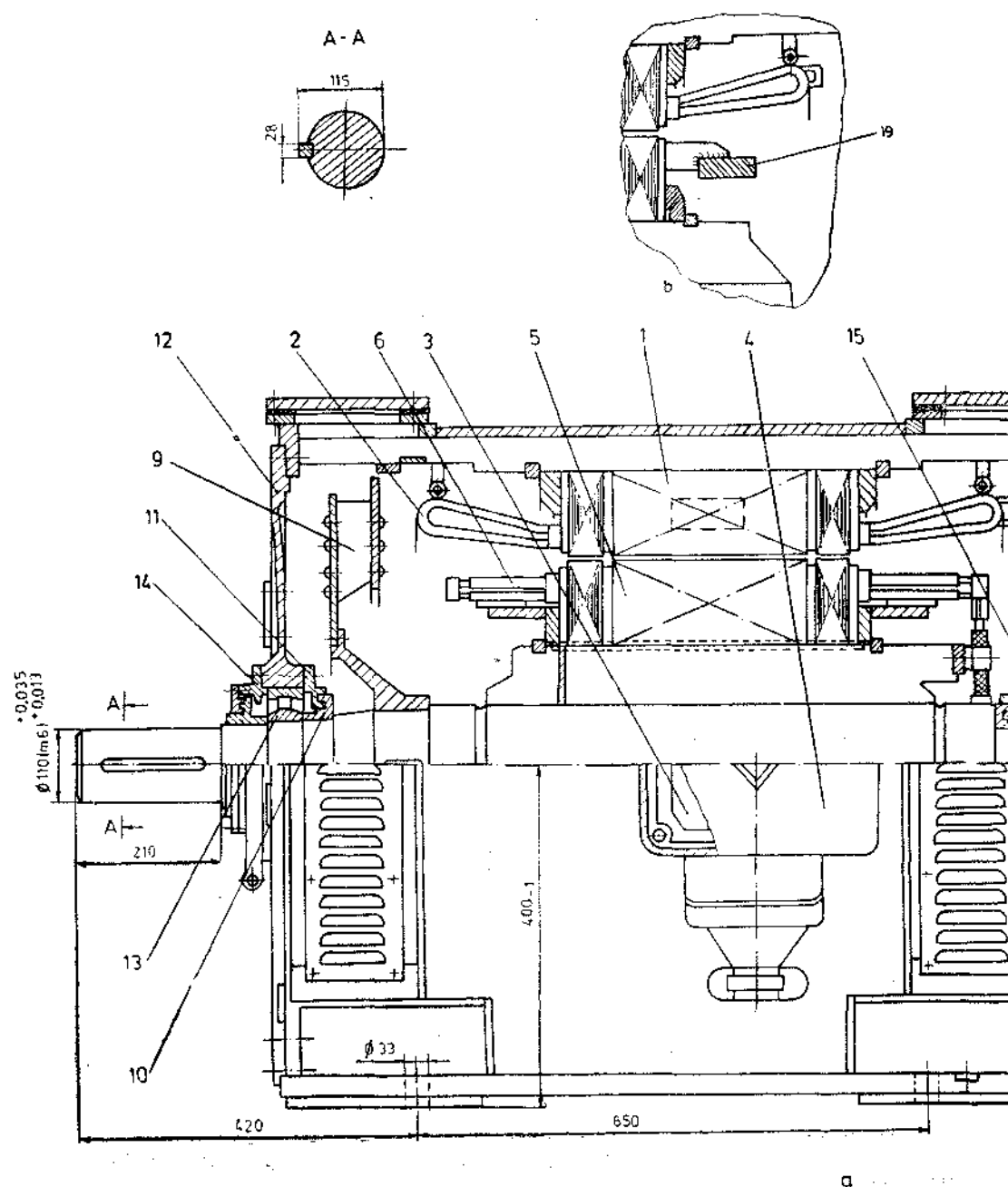
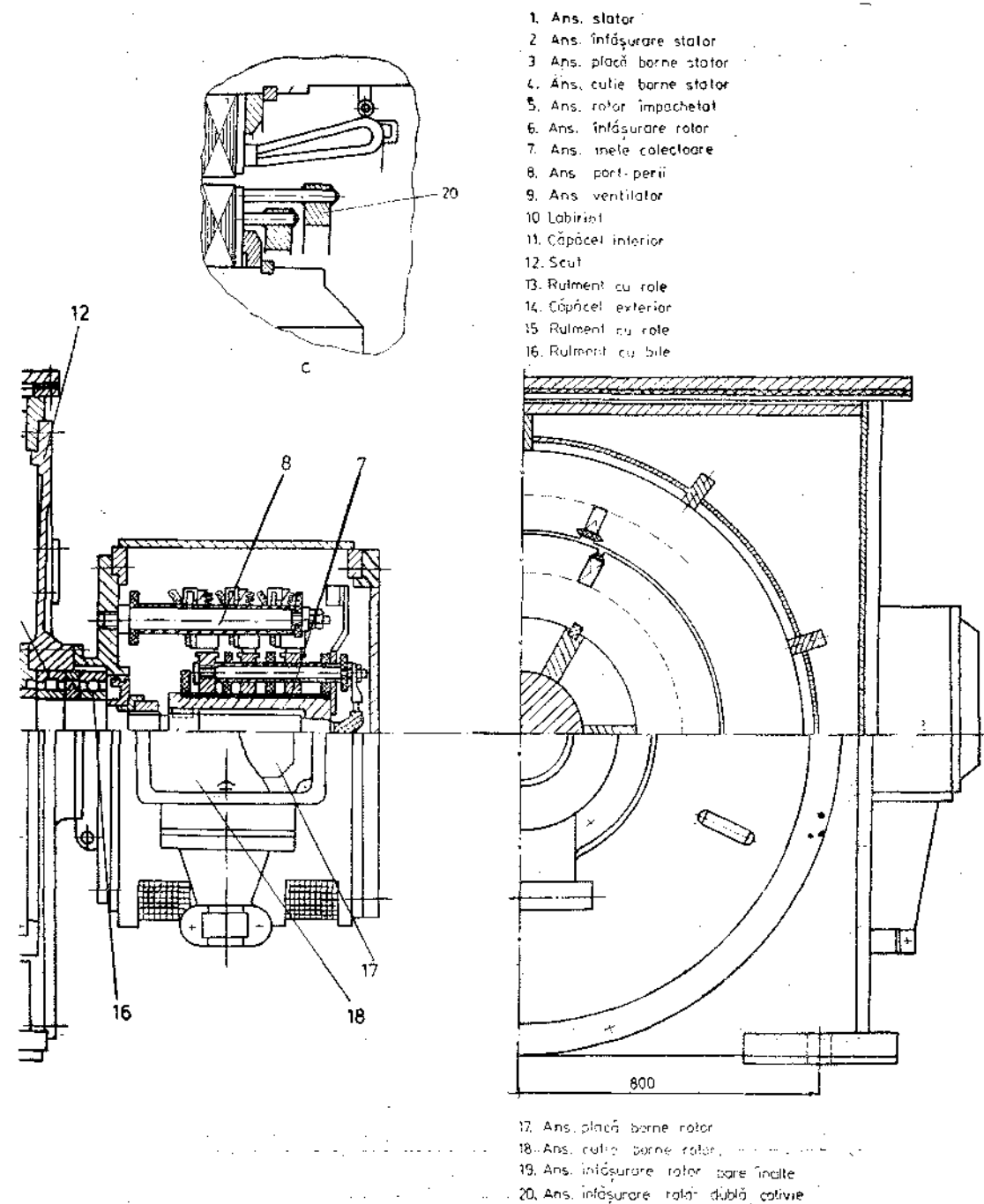


Fig. 11.6. Vederea de ansamblu a motorului
a — varianta cu rotorul bobinat; b — varianta cu rotorul în scurtcircuit



asincron de 500 kW, 6 kV, 1 500 rot/min :
(colbie cu bare înalte); c — varianta cu rotorul în scurtcircuit (colbie dublă).

II) MOTORUL CU ROTORUL ÎN SCURT-CIRCUIT CU BARE ÎNALTE

Cum s-a menționat, statorul va rămâne același ca în exemplul precedent al motorului cu rotorul bobinat, astfel, că se va începe exemplul de la dimensionarea rotorului.

De asemenea, se va insista, în special, pe elementele oarecum diferite de ale rotorului bobinat în ceea ce privește dimensionarea și caracteristicile mașinii. Nu se va mai relua calculul pierderilor și randamentului, care în principiu este același, diferențele față de rotorul bobinat fiind specificate la fiecare punct în parte.

Caracteristicile de funcționare sînt aceleași ca la rotorul bobinat, iar cele de pornire sînt :

$$M_p/M_N = 1,2;$$

$$I_p/I_N \leq 6.$$

De asemenea, mașina va avea același întrefier $\delta = 1,5$ mm.

11.11. ÎNFĂȘURAREA ȘI CRESTĂTURILE ROTORULUI ÎN SCURT-CIRCUIT CU BARE ÎNALTE

1) Colivia în scurtcircuit se execută din bare de aluminiu, în construcție sudată, deoarece, avînd canale radiale de ventilație, turnarea coliviei din aluminiu este mai dificilă sub aspect tehnologic, fiind necesare măsuri speciale de etanșare a creștăturilor în zona canalelor radiale de ventilație.

Forma creștăturilor și dispunerea frontală a inelelor de scurtcircuitare sînt indicate în figura 10.29, a sau în figura 10.50, b; introducerea barelor în creștături se face prin partea frontală.

2) Numărul de creștături ale rotorului în scurtcircuit, cu bare înalte se stabilește conform tabelului 10.4 și observațiilor din cadrul acestuia (avînd în vedere că se vor folosi creștături drepte) la valoarea :

$$Z_2 = 64. \quad (11.90)$$

3) Pasul dentar al rotorului :

$$t_2 = \frac{\pi D_r}{Z_2} = \frac{\pi \cdot 16,7}{64} = 2,3 \text{ cm}. \quad (11.90, a)$$

4) T.e.m. pe fază (dintr-o bară), conform relației (10.52, a) :

$$E_2 = U_{20} = \frac{k_2 U_1}{2w_1 k_{w1}} = \frac{0,97 \cdot 3470}{2 \cdot 228 \cdot 0,925} = 8 \text{ V}. \quad (11.91)$$

5) Curentul prin bară (de fază), conform relației (10.53, a) :

$$I_b = k_I \frac{2m_1 w_1 k_{w1}}{Z_2} I_{1N} = 0,94 \frac{2 \cdot 3 \cdot 228 \cdot 0,925}{64} \cdot 57,5 = 1070 \text{ A}, \quad (11.92)$$

în care I_{1N} este cel recalculat (v. rel. (11.85)), iar $k_I = 0,94$ (v. rel. 11.23).

6) Curentul în inelul de scurtcircuitare a coliviei, conform relației (11.51) :

$$I_i = \frac{I_b}{2 \sin \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)} = \frac{1070}{2 \sin \left(\frac{180 \cdot 2}{64} \right)} = \frac{1070}{2 \cdot 0,0987} = 5420 \text{ A}. \quad (11.93)$$

7) Dimensionarea coliviei rotorului se poate face fie pornind de la solicitările electrice (densitățile de curent) și verifica apoi caracteristicile impuse, fie direct de la caracteristicile impuse și verifica densitățile de curent, așa cum se indică în paragraful 10.10.1 B.

Se va adopta în continuare prima metodă, ea fiind mai directă; în cazul unor abateri mari ale caracteristicilor, se va relua dimensionarea coliviei cu modificări astfel încît parametrii să rezulte la valorile necesare.

a) Secțiunea barei, conform relației (10.55, a) :

$$s_b = \frac{I_b}{J_{2b}} = \frac{1070}{5} = 214 \text{ mm}^2, \quad (11.94)$$

în care, avînd în vedere turația mare a rotorului, deci o răcire bună, conform paragrafului 10.4.1 B, s-a ales :

$$J_{2b} = 5 \text{ A/mm}^2.$$

Fînd o colivie cu bare înalte, se alege raportul $h/b = 7$ (v. rel. 10.55, d). (11.95)

b) Dimensiunile barei se stabilesc în concordanță cu STAS 6499/1-74 (anexa 8, tabelul 8-II), deci :

$$s_b = h \times b = 40 \times 5,6 = 223 \text{ mm}^2, \quad (11.96)$$

pentru care rezultă valoarea exactă a densității de curent din bară :

$$J_b = \frac{I_b}{s_b} = \frac{1070}{223} = 4,8 \text{ A/mm}^2. \quad (11.97)$$

c) Lungimea barei, pentru dispunerea capetelor frontale ca în figura 10.50, b, este :

$$L_b = l_g + 10 \text{ cm} = 39 + 10 = 49 \text{ cm} = 0,49 \text{ m}. \quad (11.98)$$

d) Secțiunea inelului de scurtcircuitare, conform relației (10.55, b) :

$$s_i = \frac{I_i}{J_i} = \frac{5420}{3,6} = 1500 \text{ mm}^2, \quad (11.99)$$

în care s-a impus densitatea de curent în inel :

$$J_i = 0,75 J_b = 0,75 \cdot 4,8 = 3,6 \text{ A/mm}^2. \quad (11.100)$$

e) Dimensiunile inelului de scurtcircuitare. Deoarece nu se găsesc dimensiuni în STAS 6499/1-74 (anexa 8, tabelul 8-II), la valori convenabile pentru secțiunea s_i rezultată (lățimea este prea mare față de înălțime), se procedează la turnarea acestora din aluminiu (de obicei prin centrifugare) și apoi prelucrarea, sub formă de inele, la dimensiunile (v. fig. 10.50, b) :

$$a = 2,5 \text{ cm}; b = 6 \text{ cm}, \quad (11.101)$$

pentru care rezultă secțiunea :

$$s_1 = ab = 25 \times 60 = 1\,500 \text{ mm}^2, \quad (11.101, a)$$

cît este necesară.

f) Dimensiunile creștăturii (v. fig. 10.54, b) sînt :

$$\begin{aligned} b_{c2} &= 6 \text{ mm}; \\ h_1 &= 40,5 \text{ mm}; \\ h_0 &= 3 \text{ mm}; \\ b_0 &= 2,5 \text{ mm}; \\ h_{c2} &= 43,5 \text{ mm}. \end{aligned} \quad (11.102)$$

În mod normal, trebuie verificată imediat valoarea maximă a inducției magnetice la baza dintelui, care nu trebuie să depășească limitele admisibile.

Deoarece în cazul barelor înalte rezultă, de regulă, lățimi mari ale dinților, se va urmări acest lucru la calculul tensiunii magnetice în dinții rotorului (v. paragraful 11.13 punctul 3).

11.12. JUGUL ȘI DIAMETRUL INTERIOR AL ROTORULUI

1) Înălțimea jugului rotorice rămîne cea determinată anterior la paragraful 11.6, punctul 1, pentru $B_{j2} = 1,4 \text{ T}$ și anume :

$$h_{j2} = h'_{j2} = 8 \text{ cm}.$$

2) Diametrul interior al miezului feromagnetic rotorice, conform relației (10.50) :

$$D_{ir} = D_r - 2(h_{c2} + h_{j2}) = 46,7 - 2(4,35 + 8) = 22 \text{ cm}.$$

Fiind o valoare rotunjită, din punct de vedere tehnologic, se stabilește definitiv :

$$D_{ir} = 22 \text{ cm} = 220 \text{ mm}. \quad (11.103)$$

Aceasta înseamnă că inducția magnetică maximă în jugul rotorice este cea luată cînd s-a determinat jugul rotorului, adică :

$$B_{j2} = 1,4 \text{ T}. \quad (11.104)$$

11.13. T.m.m. PE O PERECHE DE POLI ȘI CURENTUL DE MAGNETIZARE

1) T.m. a întrefierului pentru o pereche de poli, se calculează similar ca la paragraful 11.7, punctul 1, în care diferă însă k_C (prin k_{C2}), deoarece diferă deschiderea istmului creștăturii rotorului.

Deci :

$$U_{n,8} = 2 \frac{B_8}{\mu_0} k_C \delta = 2 \frac{0,807}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 1,47 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} = 2\,840 \text{ A}, \quad (11.105)$$

în care coeficientul lui Carter este :

$$k_C = k_{C1} k_{C2} = 1,43 \cdot 1,03 = 1,47,$$

unde :

$k_{C1} = 1,43$ (identic cu cel determinat în relația 11.28), iar :

$$k_{C2} = \frac{t_1}{t_2 - \gamma_2 \delta} = \frac{23}{23 - 0,415 \cdot 1,5} = 1,03,$$

cu :

$$\gamma_2 = \frac{\left(\frac{a_r}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{a_r}{\delta}} = \frac{\left(\frac{b_0}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_0}{\delta}} = \frac{\left(\frac{2,5}{1,5}\right)^2}{5 + \frac{2,5}{1,5}} = 0,415.$$

2) T.m. a dinților statorului pentru o pereche de poli este cea calculată la paragraful 11.7, punctul 2 (v. rel. 11.30), adică :

$$U_{mst} = 355 \text{ A}.$$

3) T.m. a dinților rotorului pentru o pereche de poli. Deoarece creștătura rotorului este cu pereții paraleli, t.m. se calculează similar ca la stator și ca în exemplul de calcul precedent (la rotorul bobinat); în acest caz $h_{d2} = h_{c2} = 4,35 \text{ cm}$.

a) Lățimile dintelui în cele 3 secțiuni sînt :

$$b_{d2min} = \frac{\pi(D_r - 2h_{c2})}{Z_2} - b_{c2} = \frac{\pi(46,7 - 2 \cdot 4,35)}{64} - 0,6 = 1,26 \text{ cm};$$

$$b_{d2med} = \frac{\pi(D_r - h_{c2})}{Z_2} - b_{c2} = \frac{\pi(46,7 - 4,35)}{64} - 0,6 = 1,48 \text{ cm};$$

$$b_{d2max} = t_2 - b_{c2} = 2,3 - 0,6 = 1,7 \text{ cm}.$$

b) Inducțiile magnetice aparente în cele 3 secțiuni ale dintelui rotorului :

$$B'_{d2max} = \frac{t_2 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2min}} = \frac{2,3 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,26} = 1,61 \text{ T};$$

$$B'_{d2med} = \frac{t_2 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2med}} = \frac{2,3 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,48} = 1,37 \text{ T}; \quad (11.106)$$

$$B'_{d2min} = \frac{t_2 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2max}} = \frac{2,3 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,7} = 1,2 \text{ T}.$$

Din curba de magnetizare a tablei silicioase laminată la rece, cu cristale neorientate (anexa 2), pentru inducțiile magnetice de mai sus rezultă :

$$H_{d2max} = 40 \text{ A/cm};$$

$$H_{d2med} = 9 \text{ A/cm};$$

$$H_{d2min} = 5 \text{ A/cm}.$$

Valoarea medie a intensității cîmpului magnetic, conform relației (7.36, a), este :

$$H_{d2} = \frac{1}{6} (H_{d2max} + 4H_{d2med} + H_{d2min}) = \frac{1}{6} (40 + 4 \cdot 9 + 5) = 13,5 \text{ A/cm}.$$

T.m. a dinților rotorului, conform relației (10.64) :

$$U_{m\alpha 2} = 2h_{\alpha 2}H_{\alpha 2} = 2 \cdot 4,35 \cdot 13,5 = 118 \text{ A.} \quad (11.107)$$

Verificarea coeficientului de saturație magnetică parțial.
Cu relația (10.18) rezultă :

$$k_{sd} = \frac{U_{m\delta} + U_{m\alpha 1} + U_{m\alpha 2}}{U_{m\delta}} = \frac{2840 + 355 + 118}{2840} = 1,17. \quad (11.108)$$

Față de valoarea aleasă inițial ($k_{sd} = 1,2$), diferența este mică, astfel încât valorile lui α_i și k_B (v. rel. 11.4) se consideră bune.

4) T.m. a jugului statoric pentru o pereche de poli este cea calculată în exemplul precedent, la paragraful 11.7, punctul 4 (v. rel. 11.33), adică :

$$U_{mj1} = 229 \text{ A.}$$

5) T.m. a jugului rotoric pentru o pereche de poli, conform relației (10.66) :

$$U_{mj2} = \zeta_2 L_{j2} H_{j2} = 0,4 \cdot 23,6 \cdot 10 = 95 \text{ A,} \quad (11.109)$$

în care :

$$L_{j2} = \frac{\pi(D_{ir} + h_{j2})}{2p} = \frac{\pi(22 + 8)}{4} = 23,6 \text{ cm;}$$

$$H_{j2} = 10 \text{ A/cm, din anexa 2, pentru } B_{j2} = 1,4 \text{ T;}$$

$$\zeta_2 = 0,4 \text{ -- din figura 10.29, pentru } B_{j2} = 1,4 \text{ T.}$$

6) T.m.m. a circuitului magnetic pe o pereche de poli, conform relației (10.67) :

$$U_{mctrc} = U_{m\delta} + U_{m\alpha 1} + U_{m\alpha 2} + U_{mj1} + U_{mj2} = 2840 + 355 + 118 + 229 + 95 = 3637 \text{ A.} \quad (11.110)$$

7) Curentul de magnetizare, conform relației (10.68) :

$$I_\mu = \frac{pU_{mctrc}}{0,9m_1 w_1 k_{c1}} = \frac{2 \cdot 3637}{0,9 \cdot 3 \cdot 228 \cdot 0,925} = 12,7 \text{ A,} \quad (11.111)$$

sau în procente (rel. 10.68. a) :

$$I_{\mu \%} = \frac{I_\mu}{I_N} \cdot 100 = \frac{12,7}{57,5} \cdot 100 = 22,2 \% \quad (11.111, a)$$

11.14. PARAMETRII ÎNFĂȘURĂRII MOTORULUI ASINCRON CU ROTORUL ÎN SCURTCIRCUIT CU BARE ÎNALTE

A. Parametrii înfășurării statorului

Se vor considera, în general, cei calculați în exemplul precedent, cu corectarea unor valori, în funcție de noile date ale mașinii cu bare înalte. Pe de altă parte, se va avea în vedere că, în cazul de față, se va lucra atît cu valorile

nesaturate (pentru calculul caracteristicilor de funcționare) cît și cu cele saturate (pentru caracteristicile de pornire, considerînd că pornirea se face direct cu U_{1N}).

1) Rezistența pe fază a înfășurării statorului, conform relației (11.39) :

$$R_1 = 1,32 \Omega.$$

2) Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătură :

● valoarea nesaturată, conform relației (11.40) :

$$\lambda_{c1} = 1,928; \quad (11.112)$$

● valoarea saturată se obține cu relația (11.40), însă pentru valoarea majorată a istmului creștăturii b'_c (în al doilea termen).

$$\lambda_{c1s} = \frac{h_1 - h_4}{3b_c} k_\beta + \frac{h_2}{b'_c} k'_\beta + \frac{h_4}{4b_c} = \frac{46,2 - 5,6}{3 \cdot 10,5} \cdot 0,996 + \frac{7,5}{12,65} \cdot 0,875 + \frac{5,6}{4 \cdot 10,5} = 1,82, \quad (11.112, a)$$

în care, conform relațiilor (10.120) și (10.121) :

$$\mu' = \frac{B_{ak}}{20(H_{ak} + \tilde{I}_p A_N)} = \frac{2,04}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} (300 \cdot 10^3 + 6 \cdot 532 \cdot 10^3)} = 4,65$$

și

$$b'_c = b_c + \frac{b_{ama}}{\mu'} = 10,5 + \frac{10}{4,65} = 12,65 \text{ mm.} \quad (11.112, b)$$

3) Permeanța geometrică specifică a scăpărilor diferențiale :

● Valoarea nesaturată, dată de relația (10.95), rezultă din relația (11.41) recalculată pentru noile valori ale coeficientului Carter și coeficientului de amortizare ρ_{d1} .

Astfel, din tabelul 10.9, pentru $q_1 = 6$ și $Z_2/p = 32$, rezultă :

$$\rho_{d1} \approx 0,59.$$

Se determină, în acest caz :

$$\lambda_{d1} = 0,645 \frac{k_c}{k'_c} \cdot \frac{\rho'_{d1}}{\rho_{d1}} = 0,645 \cdot \frac{1,56}{1,47} \cdot \frac{0,59}{1} = 0,405. \quad (11.113)$$

● Valoarea saturată, conform relației (10.122), se obține :

$$\lambda_{d1s} = \frac{\lambda_{d1}}{k_{sd}} = \frac{0,405}{1,17} = 0,345. \quad (11.113, a)$$

4) Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în părțile frontale, conform relației (11.43) $\lambda_{f1} = 2,82$.

Ca și în cazul rotorului bobinat : $\lambda_{21,2} = 0$.

5) Permeanța geometrică specifică totală a înfășurării statorului :

● valoarea nesaturată :

$$\Sigma \lambda_1 = \lambda_{c1} + \lambda_{d1} + \lambda_{f1} = 1,928 + 0,405 + 2,82 = 5,153; \quad (11.114)$$

● valoarea saturată :

$$\Sigma \lambda_{1s} = \lambda_{c1s} + \lambda_{d1s} + \lambda_{f1} = 1,82 + 0,345 + 2,82 = 4,985. \quad (11.114, a)$$

6) Reactanța de scăpări pe fază a înfășurării statorului se calculează, pentru diferitele valori ale permeanței geometrice specifice totale, cu relația (10.79, a) Astfel :

● valoarea nesaturată :

$$X_{\sigma 1} = 0,158 \left(\frac{f_1}{100} \right) \left(\frac{w_1}{100} \right)^2 \frac{l_i}{pq_1} \sum \lambda_1 = 0,158 \cdot \left(\frac{50}{100} \right) \cdot \left(\frac{228}{100} \right)^2 \cdot \frac{35,3}{2 \cdot 6} \cdot 5,153 = 6,2 \, \Omega ; \quad (11.115)$$

● valoarea saturată, conform relației (10.123) :

$$X_{\sigma 1s} = X_{\sigma 1} \frac{\sum \lambda_{1s}}{\sum \lambda_1} = 6,2 \cdot \frac{4,985}{5,153} = 5,99 \, \Omega. \quad (11.115, a)$$

B. Parametrii înfășurării rotorului în scurtcircuit cu bare înalte

1) Rezistența pe fază a înfășurării rotorului.

a) Fără influența refulării curentului din bară, conform relației (10.78) și figurii 10.50 :

$$R_2 = R_b + \frac{R_i}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)} = 0,925 \cdot 10^{-4} + \frac{0,523 \cdot 10^{-6}}{2 \sin^2 \left(\frac{180 \cdot 2}{64} \right)} = 1,19 \cdot 10^{-4} \, \Omega, \quad (11.116)$$

în care :

$$R_b = \rho_{b115^\circ} \frac{L_b}{s_b} = 1,35 \cdot \frac{1}{32} \cdot \frac{0,49}{223} = 0,925 \cdot 10^{-4} \, \Omega, \quad (11.116, a)$$

unde, conform relației (11.98), $L_b = 0,49 \, \text{m}$ și relațiile (11.96), $s_b = 223 \, \text{mm}^2$;

$$R_i = \rho_{i115^\circ} \frac{L_i}{s_i} = 1,35 \cdot \frac{1}{32} \cdot \frac{1,86 \cdot 10^{-2}}{1500} = 0,523 \cdot 10^{-6} \, \Omega, \quad (11.116, b)$$

unde, conform relației (11.101, a), $s_i = 15 \, \text{cm}^2 = 1500 \, \text{mm}^2$, iar cu relația (10.78, b) :

$$L_i = \frac{\pi D_i}{Z_2} = \frac{\pi \cdot 38}{64} = 1,86 \, \text{cm} = 1,86 \cdot 10^{-2} \, \text{m}.$$

și în care, conform figurii 10.50 :

$$D_i \approx D_r - 2h_{c2} = 46,7 - 2 \cdot 4,35 = 38 \, \text{cm}. \quad (11.116, c)$$

b) Cu influența refulării curentului din bară, conform relației (10.108) :

$$R_2(\xi) = k_R R_b + \frac{R_i}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)} + \frac{0,523 \cdot 10^{-6}}{2 \sin^2 \left(\frac{180 \cdot 2}{64} \right)} = 2,26 \cdot 10^{-4} \, \Omega, \quad (11.117)$$

în care, conform relației (10.111) :

$$k_R = k_r \frac{l_{re}}{L_b} + \frac{L_b - l_{re}}{L_b} = 2,66 \cdot \frac{34}{49} + \frac{49 - 34}{49} = 2,15 \quad (11.117, a)$$

unde, conform relațiilor (10.114), (10.113) și (10.113, a), pentru $s = 1$ și $\xi > 2$:

$$k_r = \xi = \alpha h = 0,665 \cdot 4 = 2,66. \quad (11.117, b)$$

2) Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătura rotorului.

a) Fără influența refulării curentului din bară și fără influența saturației magnetice, conform figurii 10.54, b și relației (10.91), pentru datele din relația (11.102) rezultă

$$\lambda_{c2} = \frac{h_1}{3b_{c2}} + \frac{h_1 - h}{2b_{c2}} + \frac{h_0}{b_0} = \frac{40,5}{3 \cdot 6} + \frac{40,5 - 40}{2 \cdot 6} + \frac{3}{2 \cdot 5} = 3,49. \quad (11.118)$$

b) Cu influența refulării curentului și a saturației magnetice, în conformitate cu indicațiile de la paragraful 10.8.4, relația (10.110) (termenii care se referă la creștătură) și de la paragraful 10.8.5, relațiile (10.120) și (10.121), rezultă :

$$\lambda_{c2s}(\xi) = k_X \frac{h_1}{3b_{c2}} + \frac{h_1 - h}{2b_{c2}} + \frac{h_0}{b_0'} = 0,582 \cdot \frac{40,5}{3 \cdot 6} + \frac{40,5 - 40}{2 \cdot 6} + \frac{3}{6,9} = 1,78, \quad (11.119)$$

în care, conform relației (10.111, a) :

$$k_X = k_x \frac{l_{re}}{l_i} + \frac{l_i - l_{re}}{l_i} = 0,565 \cdot \frac{34}{35,3} + \frac{35,3 - 34}{35,3} = 0,582 \quad (11.119, a)$$

și unde, conform relațiilor (10.114), pentru $\xi = 2,66$ (deci $\xi > 2$) :

$$k_x = \frac{3}{2\xi} = \frac{3}{2 \cdot 2,66} = 0,565,$$

iar conform relațiilor (10.121) :

$$b_0'' = b_0 + \frac{b_{a0}}{\mu'} = 2,5 + \frac{20,5}{4,65} = 6,9 \, \text{mm},$$

cu :

$$b_{a0} = t_2 - b_0 = 23 - 2,5 = 20,5 \, \text{mm} ;$$

$$\mu' = 4,65, \text{ dat de relațiile (11.112, b).}$$

3) Permeanța geometrică specifică a scăpărilor diferențiale.

a) Valoarea nesaturată, conform (10.96) :

$$\lambda_{a2} = 0,9 \frac{l_2(q_2 k_{02})^2 \rho_{a2} k_{02}}{k_{c2} \delta} \sigma_{a2} = 0,9 \cdot \frac{2,3(5,35 \cdot 1)^2 \cdot 1 \cdot 1}{1,47 \cdot 0,15} \cdot 0,32 \cdot 10^{-2} = 0,86, \quad (11.120)$$

în care :

$$q_2 = \frac{Z_2}{3 \cdot 2p} = \frac{64}{3 \cdot 4} = 5,35 ;$$

$$\rho_{a2} \approx 1 ;$$

$$k_{02} \approx 1 ;$$

$$\sigma_{a2} = \frac{9,15}{q_2^2} \cdot 10^{-2} = \frac{9,15}{5,35^2} \cdot 10^{-2} = 0,32 \cdot 10^{-2}, \text{ din tabelul 10.12.}$$

b) Valoarea saturată, conform relației (10.122, a):

$$\lambda_{a2s} = \frac{\lambda_{a2}}{k_{ra}} = \frac{0,86}{1,17} = 0,735. \quad (11.120, a)$$

4) Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în părțile frontale, conform relației (10.104, a):

$$\lambda_{f2} = \frac{2,3 D_1}{Z_2 l \Delta^2} \cdot \log \frac{4,7 D_1}{2(a+b)} = \frac{2,3 \cdot 38}{64 \cdot 35,3 \cdot 0,197^2} \cdot \log \frac{4,7 \cdot 38}{2(2,5+6)} = 1,01 \quad (11.121)$$

în care:

$$\Delta = 2 \sin \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right) = 2 \sin \left(\frac{180 \cdot 2}{64} \right) = 2 \cdot 0,0987 = 0,197;$$

$$D_1 = 38 \text{ cm (v. rel. 11.116, c).}$$

5) Permeanța geometrică specifică totală a înfășurării rotorului:

• valoarea nesaturată și neafectată de refurarea curentului:

$$\Sigma \lambda_2 = \lambda_{c2} + \lambda_{a2} + \lambda_{f2} = 3,49 + 0,86 + 1,01 = 5,36; \quad (11.122)$$

• valoarea saturată și afectată de refurarea curentului din bară:

$$\Sigma \lambda_{2s}(\xi) = \lambda_{c2s}(\xi) + \lambda_{a2s} + \lambda_{f2} = 1,78 + 0,735 + 1,01 = 3,525. \quad (11.122, a)$$

6) Reactanța de scăpări a înfășurării rotorului în scurtcircuit cu bare înalte, conform relației (10.81, a):

• valoarea nesaturată și neafectată de refurare:

$$X_{\sigma 2} = 7,9 f_1 l_1 \cdot 10^{-8} \Sigma \lambda_2 = 7,9 \cdot 50 \cdot 35,3 \cdot 10^{-8} \cdot 5,36 = 7,48 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (11.123)$$

• valoarea saturată și cu influența refurării curentului din bară:

$$X_{2s}(\xi) = X_{\sigma 2} \frac{\Sigma \lambda_{2s}(\xi)}{\Sigma \lambda_2} = 7,48 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{3,525}{5,36} = 4,92 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (11.123, a)$$

7) Valorile raportate la stator ale parametrilor rotorului, conform relațiilor (10.125, a):

$$R'_2 = k_{rap} R_2 = 8 \, 350 \cdot 1,19 \cdot 10^{-4} = 1 \Omega;$$

$$R'_2(\xi) = k_{rap} R_2(\xi) = 8 \, 350 \cdot 2,26 \cdot 10^{-4} = 1,89 \Omega;$$

$$X'_{\sigma 2} = k_{rap} X_{\sigma 2} = 8 \, 350 \cdot 7,48 \cdot 10^{-4} = 6,25 \Omega; \quad (11.124)$$

$$X'_{\sigma 2s}(\xi) = k_{rap} X_{\sigma 2s}(\xi) = 8 \, 350 \cdot 4,92 \cdot 10^{-4} = 4,1 \Omega,$$

în care factorul de raportare este dat de relația:

$$k_{rap} = \frac{4 m_1 (w_1 k_{w1})^2}{Z_2} = \frac{4 \cdot 3 (228 \cdot 0,925)^2}{64} = 8 \, 350.$$

8) Reactanța utilă (de magnetizare), conform relației (10.105):

$$X_m = \frac{U_1 - I_\mu X_{\sigma 1}}{I_\mu} = \frac{3 \, 470 - 12,7 \cdot 6,2}{12,7} = 267 \Omega. \quad (11.125)$$

11.15. CALCULUL CARACTERISTICILOR MOTORULUI ASINCRON CU ROTORUL ÎN SCURT-CIRCUIT CU BARE ÎNALTE

Se vor calcula caracteristicile de pornire și de funcționare mai întâi prin metoda analitică, conform paragrafului 10.10.1 A, apoi cele de funcționare se pot determina și din diagrama cercului (de funcționare). Caracteristicile de pornire se determină cu parametrii afectați atât de refurare cât și de saturația magnetică; la determinarea caracteristicilor de funcționare aceste influențe se neglijează.

1) Curentul de pornire absorbit de motor:

a) componentele curentului de funcționare în gol:

$$I_{0a} \approx 1,63 \text{ A — relația (11.71, a)}$$

$$I_\mu = 12,7 \text{ A — relația (11.111);}$$

b) curentul secundar de pornire raportat la primar, conform relației (10.147, a):

$$I'_{2p} = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + c_{1s} R'_2(\xi))^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s} X'_{\sigma 2s}(\xi))^2}} = \frac{3 \, 470}{\sqrt{(1,32 + 1,022 \cdot 1,89)^2 + (5,99 + 1,022 \cdot 4,1)^2}} = 326 \text{ A,} \quad (11.125)$$

unde:

$$c_{1s} = 1 + \frac{X_{\sigma 1s}}{X_m} = 1 + \frac{5,99}{267} = 1,022;$$

c) componentele curentului de pornire din secundar raportat la primar conform relațiilor (10.147, b) și (10.147, c):

$$I'_{2pa} = I'_{2p} \frac{R_1 + c_{1s} R'_2(\xi)}{\sqrt{(R_1 + c_{1s} R'_2(\xi))^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s} X'_{\sigma 2s}(\xi))^2}} = 326 \cdot \frac{1,32 + 1,022 \cdot 1,89}{\sqrt{(1,32 + 1,022 \cdot 1,89)^2 + (5,99 + 1,022 \cdot 4,1)^2}} = 99,6 \text{ A;}$$

$$I'_{2pr} = I'_{2p} \frac{X_{\sigma 1s} + c_{1s} X'_{\sigma 2s}(\xi)}{\sqrt{(R_1 + c_{1s} R'_2(\xi))^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s} X'_{\sigma 2s}(\xi))^2}} = 326 \cdot \frac{5,99 + 1,022 \cdot 4,1}{\sqrt{(1,32 + 1,022 \cdot 1,89)^2 + (5,99 + 1,022 \cdot 4,1)^2}} = 312 \text{ A.}$$

Curentul de pornire absorbit, conform relației (10.147):

$$I_p = \sqrt{(I_{0a} + I'_{2pa})^2 + (I_\mu + I'_{2pr})^2} = \sqrt{(1,63 + 99,6)^2 + (12,7 + 312)^2} = 342 \text{ A,} \quad (11.126)$$

sau în valori relative:

$$\frac{I_p}{I_N} = \frac{342}{57,5} = 5,95 < 6, \text{ deci în limite.} \quad (11.126, a)$$

2) Cuplul de pornire, conform relației (10.148):

$$M_p = \frac{m_1 R'_2(\xi) I'_{2p}}{\Omega_1} = \frac{m_1 p R'_2(\xi) I'_{2p}}{\omega_1} = \frac{3 \cdot 2 \cdot 1,89 \cdot 326^2}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 3\,830 \text{ Nm}, \quad (11.127)$$

sau în valori relative (pentru M_N , v. rel. 11.80, a):

$$\frac{M_p}{M_N} = \frac{3\,830}{3\,250} = 1,18, \text{ apropiat de valoarea impusă.}$$

3) Cuplul maxim, conform relației (10.139):

$$M_m = \frac{pm_1 U_1^2}{2c_1 \omega_1 [R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 1})^2}]} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 3\,470^2}{2 \cdot 1,023 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 [1,32 + \sqrt{1,32^2 + (6,2 + 1,023 \cdot 6,25)^2}]} = 8\,000 \text{ Nm}, \quad (11.128)$$

unde:

$$c_1 = 1 + \frac{X_{\sigma 1}}{X_m} = 1 + \frac{6,2}{267} = 1,023.$$

Valoarea relativă sau capacitatea de supraîncărcare:

$$k_M = \frac{M_m}{M_N} = \frac{8\,000}{3\,250} = 2,46 - \text{foarte apropiată de valoarea impusă.}$$

4) Alunecarea nominală, conform relației (10.140):

$$s_N = \frac{R'_1 I'_{2N}}{k_s U_1} = \frac{1 \cdot 54}{3\,360} = 0,016, \text{ sau în procente: } s_N = 1,6\%, \quad (11.129)$$

în care:

$$I'_{2N} = I_b \frac{m_2 w_2 k_{w2}}{m_1 w_1 k_{w1}} = I_b \frac{Z_2}{2m_1 w_1 k_{w1}} = 1\,070 \frac{64}{2 \cdot 3 \cdot 228 \cdot 0,925} = 54 \text{ A}. \quad (11.129, a)$$

5) Factorul de putere nominal, conform relației (10.141):

$$\cos \varphi_N = \frac{I_{oa} + I'_{2aN}}{I_{1N}} = \frac{1,63 + 51,2}{57,5} \approx 0,92, \quad (11.130)$$

în care, conform relației (10.135) și (10.134), pentru $s = s_N$, s-au determinat:

$$I'_{2aN} = \frac{U_1 \left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s_N} \right)}{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s_N} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 1})^2} = \frac{3\,470 \left(1,32 + 1,023 \frac{1}{0,016} \right)}{\left(1,32 + 1,023 \frac{1}{0,016} \right)^2 + (6,2 + 1,023 \cdot 6,25)^2} = 51,2 \text{ A};$$

$$I'_{2rN} = \frac{U_1 (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 1})}{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s_N} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 1})^2} = \frac{3\,470(6,2 + 1,023 \cdot 6,25)}{\left(1,32 + 1,023 \frac{1}{0,016} \right)^2 + (6,2 + 1,023 \cdot 6,25)^2} = 9,9 \text{ A}; \quad (11.130, a)$$

$$I'_{2LN} = I_{1N} = \sqrt{(I_{oa} + I'_{2aN})^2 + (I_{\mu} + I'_{2rN})^2} = \sqrt{(1,63 + 51,2)^2 + (12,7 + 9,9)^2} = 57,5 \text{ A},$$

adică identic cu cel considerat în exemplul precedent, ceea ce era de așteptat, deoarece η_N și $\cos \varphi_N$ sînt apropiate.

Valori foarte apropiate se obțin pentru caracteristicile de funcționare și din diagrama cercului, construită cu parametri neafecți de refulare și nici de saturația magnetică.

Astfel, din diagrama cercului (la funcționare în regim nominal) rezultă:

$$\begin{aligned} I_{1N} &= 56,5 \text{ A}; \\ \cos \varphi_N &= 0,92; \\ k_M &= 2,5; \\ I'_{2N} &= 51,5 \text{ A}. \end{aligned} \quad (11.131)$$

III) MOTORUL CU ROTORUL ÎN SCURTCIRCUIT CU DUBLĂ COLIVIE

Ca și în cazul rotorului în scurtcircuit cu bare înalte și la rotorul cu colivie dublă, statorul va rămîne același ca în exemplul I, al motorului cu rotorul bobinat.

De asemenea, se va considera același număr de creștături ale rotorului ca și pentru colivia cu bare înalte.

Se va insista însă, în special, pe elementele diferite de celelalte cazuri: dimensionarea coliviei, rotorului, calculul caracteristicilor și t.m. a dinților rotorului.

Caracteristicile de funcționare și de pornire sînt următoarele:

$$\begin{aligned} M_m/M_N &= 2,2; & M_p/M_N &= 1,45; \\ s_N\% &= 1,6\%; & I_p/I_N &\leq 5,5. \end{aligned}$$

Deschiderea istmului creștăturii rotorului și lățimea întrefierului vor fi aceleași ca la rotorul cu bare înalte.

11.16. ÎNFAȘURAREA ȘI CRESTĂTURILE ROTORULUI ÎN SCURTCIRCUIT CU COLIVIE DUBLĂ

1) Dubla colivie va avea o creștătură de forma indicată în figura 10.77, b, colivia de lucru avînd bară dreptunghiulară, cu scopul încadrării mai bine, în limite, a inducției magnetice maxime la baza dintelui rotoric.

Se folosește construcția cu inele de scurtcircuitare separate pentru fiecare colivie, soluție indicată pentru evitarea solicitărilor termice neuniforme.

Colivia superioară are bare rotunde și este din *alamă*, deoarece are rezistivitatea mai mare permițând o capacitate termică mai mare la pornire, iar *colivia de lucru* (cu bare dreptunghiulare) este din *cupru*; *inelele de scurtcircuitare* ale ambelor colivii sînt din cupru. S-a adoptat această soluție deoarece, mașina fiind de turație mare, solicitările mecanice datorite forțelor centrifuge sînt importante, conducînd la neajunsuri în cazul coliviilor din aluminiu.

2) Numărul de creștături ale rotorului, conform relației (11.90):

$$Z_2 = 64.$$

3) Pasul dentar al rotorului, conform relației (11.90, a),

$$t_2 = 2,3 \text{ cm.}$$

4) T.e.m. pe fază (dintr-o bară), conform relației (11.91),

$$E_2 = 8 \text{ V.}$$

5) Curentul nominal pe fază, din rotor, conform relației (10.53, a) (v. și rel. 11.92),

$$I_{2N} = k_f \frac{2m_1 w_1 k_{w1}}{Z_2} I_{1N} = 0,94 \frac{2 \cdot 3 \cdot 228 \cdot 0,925}{64} \cdot 57,5 = 1070 \text{ A.} \quad (11.132)$$

Spre deosebire de colivia cu bare înalte, la care I_{2N} este și curentul prin bară, la colivia dublă I_{2N} se împarte între cele două colivii în raport invers proporțional cu rezistențele active ale barelor (v. rel. 10.159).

De aceea, curenții prin fiecare bară (de pornire și de lucru) cît și prin inelele de scurtcircuitare respective se determină după stabilirea rezistențelor acestora.

6) Dimensionarea coliviei duble a rotorului. Ca și în cazul simplei colivii, dimensionarea coliviei duble se poate face în două moduri:

— pornind de la solicitările electrice (densitățile de curent) ale barelor și inelelor de scurtcircuitare, cu verificarea ulterioară, după determinarea parametrilor a caracteristicilor de pornire și de funcționare;

— pornind direct de la caracteristicile de pornire și de funcționare (impuse prin temă sau stabilite inițial), cu verificarea solicitărilor electrice (și mecanice) ale dimensiunilor obținute.

După cum se observă, ambele moduri au avantajele și dezavantajele lor, fiecare dintre ele bazîndu-se pe o anumită experiență de proiectare.

Astfel, *prima metodă*, adoptată și în exemplul precedent al coliviei simple cu bare înalte, este mai ușor de aplicat, deși ar necesita, în caz de neconcordanță între valorile calculate și cele impuse ale caracteristicilor de pornire și de funcționare, mai multe iterații (verificări ale dimensiunilor și recalculare a caracteristicilor). Aplicarea ei în cazul coliviei duble, însă, prezintă inconvenientul că nu se pot stabili inițial, cu o precizie corespunzătoare, valorile celor doi curenți din colivii: I_p din colivia de pornire și I_l din cea de lucru (avînd curentul total I_{2N}), pentru ca pornind de la densitățile de

curent impuse pentru fiecare colivie să se procedeze la dimensionarea lor din acest punct de vedere; acest lucru este posibil abia după stabilirea rezistențelor fiecărei colivii (v. punctul 5 de mai sus și rel. (10.170, a)).

De aceea, cum se indică și în literatura de specialitate ([25], vol. IV), se consideră mai rațională cea de *a doua metodă*, a dimensionării coliviilor în funcție de caracteristicile de pornire și de funcționare impuse.

În acest scop, conform paragrafului 10.10.2 B, se procedează astfel (se consideră pornirea prin cuplare directă la U_N , cînd parametrii sînt afectați și de refularea curentului din bara de lucru și de saturația magnetică).

a) *Reactanța statorului*:

● valoarea saturată, conform relației (11.115, a):

$$X_{\sigma 1s} = 5,99 \Omega;$$

● valoarea nesaturată, conform relației (11.115):

$$X_{\sigma 1} = 6,2 \Omega.$$

b) *Curentul secundar de pornire raportat la primar*, conform relației (10.146):

$$I'_{2p} = 0,94 I_{1p} I_N = 0,94 \cdot 5,5 \cdot 57,5 = 297 \text{ A,} \quad (11.133)$$

în care $\tilde{I}_{1p} = I_p / I_N = 5,5$.

c) *Valorile parametrilor rotorului la pornire*:

● valorile raportate la stator (cu influența saturației magnetice) se determină prin rezolvarea sistemului format din relațiile (10.147, a) și (10.148), în care:

$$c_{1s} = 1 + \frac{X_{\sigma 1s}}{X_m} = 1 + \frac{5,99}{267} = 1,022;$$

$$M_p = 1,45 \quad M_N = 1,45 \cdot 3250 = 4700 \text{ Nm};$$

se obțin astfel:

$$R'_{2(s=1)} = 2,78 \Omega; \quad (11.134)$$

$$X'_{\sigma 2s(s=1)} = 4,82 \Omega;$$

● valorile neraportate la stator, conform relațiilor (10.125, a):

$$R_{2(s=1)} = \frac{R'_{2(s=1)}}{k_{rap}} = \frac{2,78}{8350} = 3,32 \cdot 10^{-4} \Omega, \quad (11.134, a)$$

$$X_{\sigma 2s(s=1)} = \frac{X'_{\sigma 2s(s=1)}}{k_{rap}} = \frac{4,82}{8350} = 5,76 \cdot 10^{-4} \Omega,$$

unde $k_{rap} = 8350$ (v. relațiile 11.124).

d) *Rezistența echivalentă la pornire*, pentru cazul cînd inelele de scurtcircuitare sînt separate, conform relației (10.167, a):

$$R_E = R_{2(s=1)} = 3,32 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (11.135)$$

e) *Valorile parametrilor rotorului la funcționare*:

● valorile raportate la stator (fără saturația magnetică și fără refulare) se determină prin rezolvarea sistemului format de relațiile (10.139) și (10.140) în care:

$$c_1 = 1 + \frac{X_{\sigma 1}}{X_m} = 1 + \frac{6,2}{267} = 1,023;$$

$$M_m = 2,2M_N = 2,2 \cdot 3250 = 7150 \text{ Nm};$$

$$I'_{2N} = I_{2N} \frac{m_2 w_2 k_{w2}}{m_1 w_1 k_{w1}} = I_{2N} \frac{Z_2}{2m_1 w_1 k_{w1}} = 1070 \cdot \frac{64}{2 \cdot 3 \cdot 228 \cdot 0,925} = 54 \text{ A}; \quad (11.132, a)$$

$s_N = 0,016$ (se estimează că s_N are aceeași valoare cu cea care a rezultat la mașina cu bare înalte);
se obțin astfel:

$$\begin{aligned} R'_{2(s=s_N)} &= 1 \Omega; \\ X'_{\sigma 2(s=s_N)} &= 7,9 \Omega; \end{aligned} \quad (11.136)$$

● valorile neraportate la stator:

$$R_{2(s=s_N)} = \frac{R'_{2(s=s_N)}}{k_{rap}} = \frac{1}{8350} = 1,2 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (11.136, a)$$

$$X_{\sigma 2(s=s_N)} = \frac{X'_{\sigma 2(s=s_N)}}{k_{rap}} = \frac{7,9}{8350} = 9,45 \cdot 10^{-4} \Omega.$$

f) *Rezistența echivalentă la alunecarea nominală*, conform relației (10.168, a):

$$R_{EC} = R_{2(s=s_N)} = 1,2 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (11.137)$$

g) *Valorile parametrilor coliviei de lucru:*

● rezistența pe fază a coliviei de lucru, conform relației (10.169):

$$R_l \approx \frac{R_{EC}}{0,85} = \frac{1,2 \cdot 10^{-4}}{0,85} = 1,41 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (11.138)$$

● rezistența barei coliviei de lucru, conform relației (10.150):

$$R_{bl} = (0,7 \div 0,8)R_l = (0,7 \div 0,8)1,41 \cdot 10^{-4} = (0,99 \div 1,13) \cdot 10^{-4} \Omega.$$

$$(11.138, a)$$

h) *Dimensiunile barei și inelului de scurtcircuitare ale coliviei de lucru:*

● Secțiunea barei de lucru se determină din relația (10.78, a) pentru valoarea rezistenței estimată din calcule cu relația (11.138, a),

$$s_{bl} = \rho_{bl} \frac{L_{bl}}{R_{bl}} = 1,38 \cdot \frac{1}{56} \cdot \frac{0,47}{(0,99 \div 1,13) \cdot 10^{-4}} = 103 \div 117 \text{ mm}^2,$$

în care, pentru barele coliviei de lucru din cupru:

$$\rho_{bl} = \rho_{Cu115^\circ} = 1,38 \cdot \frac{1}{56} \Omega \text{mm}^2/\text{m};$$

$$L_{bl} = l_g + 2 \cdot 4 \text{ cm} = 39 + 8 = 47 \text{ cm} = 0,47 \text{ m (v. fig. 11.7)}.$$

Verificarea prealabilă a densității de curent din bara coliviei de lucru:

$$J_{bl} = \frac{I_l}{s_{bl \max}} = \frac{910 \div 965}{117} = 7,8 \div 8,25 \text{ A/mm}^2,$$

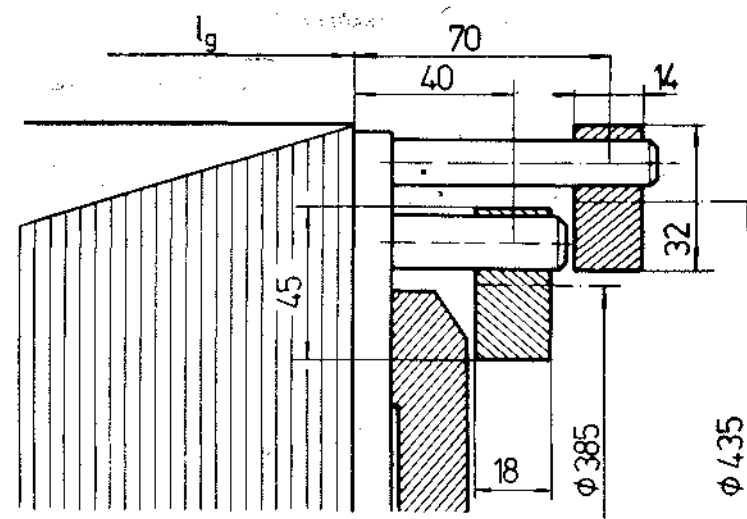


Fig. 11.7. Partea frontală a coliviei duble.

în care, conform relației (10.170, a), se estimează orientativ:

$$I_l = (0,85 \div 0,9)I_{2N} = (0,85 \div 0,9) \cdot 1070 = 910 \div 965 \text{ A}.$$

Deoarece densitatea de curent depășește limitele admisibile, se preferă o bară cu secțiunea spre valoarea maximă.

De aceea, din STAS 2873/1-86 (anexa 7, tabelul 7-I) se alege bara profilată din cupru, cu dimensiunile transversale:

$$b \times h = 8 \times 15 = 118,1 \text{ mm}^2 = s_{bl}; \quad (11.139)$$

● Secțiunea inelului de scurtcircuitare al coliviei de lucru, din cupru, rezultă cu relația (10.170, b):

$$s_{il} = \frac{s_{bl}}{1,5 \sin \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)} = \frac{118,1}{1,5 \sin \left(\frac{180 \cdot 2}{64} \right)} = 805 \text{ mm}^2.$$

Din STAS 2873/1-86 (anexa 7, tabelul 7-II) se alege bară de cupru cu dimensiunile

$$a \times b = 45 \times 18 = 808 \text{ mm}^2 = s_{il}. \quad (11.140)$$

Configurația frontală a coliviei duble și dimensiunile respective sînt indicate în figura 11.7.

i) *Permeanța geometrică specifică a istmului comun:*

● dimensiunile istmului comun se iau aceleași ca la colivia cu bare înalte, avînd în vedere solicitările mecanice mari, adică (v. fig. 10.77, b):

$$h_0 = 3 \text{ mm}; \quad (11.141)$$

$$b_0 = 2,5 \text{ mm};$$

OBSERVAȚIE. După cum se știe, dimensiunile istmului comun al creștăturii rotorice (h_0 și b_0) prezintă importanță, atît din punct de vedere funcțional, prin valoarea raportului h_0/b_0 de care depinde direct permeanța geometrică specifică de scăpări din zona istmului, cît

și din punct de vedere mecanic, atunci când este vorba de creștături semiînchise sau semi-deschise. În acest caz, așa cum reiese din figura 10.54 b și din figura 10.77, atât pentru colivia cu bare înalte, cât și pentru colivia superioară a rotorului în scurtcircuit cu colivie dublă, istmul creștăturii este cel care consolidează mecanic, la acțiunea forțelor centrifuge, barele coliviilor respective.

Astfel, la mașinile de puteri și turații mari, dimensionarea din punct de vedere funcțional al istmului este însoțită imediat de o verificare din punct de vedere mecanic.

În acest sens, se observă că lățimea istmului, b_0 trebuie dimensionată astfel încât diferența $b_c - b_0$ să se verifice (pentru materialul barei) la strivire, iar înălțimea h_0 a istmului (pentru materialul tolei) la forfecare, ambele solicitări fiind cauzate de forța centrifugă corespunzătoare turației maxime (de ambalare) a mașinii.

● permeanța geometrică specifică a scăpărilor prin istmul comun, conform relațiilor (10.162):

— valoarea nesaturată:

$$\lambda_{co} = \frac{h_0}{b_0} = \frac{3}{2,5} = 1,2; \quad (11.141, a)$$

— valoarea saturată:

$$\lambda_{cs} = \frac{h_0}{b_0'} = \frac{3}{6,55} = 0,46, \quad (11.141, b)$$

în care, conform relației (10.121):

$$b_0'' = b_0 + \frac{b_{ao}}{\mu'} = 2,5 + \frac{20,5}{5,06} = 6,55 \text{ mm},$$

unde:

$$b_{do} = l_z - b_0 = 23 - 2,5 = 20,5 \text{ mm},$$

iar:

$$\mu' = \frac{B_{ak}}{\mu_0(H_{ak} + I_p A_N)} = \frac{2,04}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}(300 \cdot 10^3 + 5,5 \cdot 532 \cdot 10^3)} = 5,06, \quad (11.141, c)$$

determinat conform relației (10.120).

j) Permeanța geometrică specifică diferențială se determină cu relația (10.96). În cazul de față valoarea ei este aceeași ca la rotorul cu bare înalte, conform relațiilor (11.120) și (11.120, a):

— valoarea nesaturată

$$\lambda_{d2} = 0,86;$$

— valoarea saturată:

$$\lambda_{d2s} = 0,735,$$

considerînd că valoarea lui k_{sd} este și în cazul rotorului cu dublă colivie aceeași. Altfel, valoarea saturată trebuie calculată după determinarea lui k_{sd} (v. rel. 11.159).

k) Permeanța geometrică specifică și reactanța scăpărilor în părțile frontale pentru colivia de lucru, conform relației (10.104, a) și figurii 11.7:

$$\lambda_{fl} = \frac{2,3 D_{II}}{Z_2 l_1 \Delta^2} \cdot \log \frac{4,7 D_{II}}{2(a+b)} = \frac{2,3 \cdot 38,5}{64 \cdot 35,3 \cdot 0,197^2} \cdot \log \frac{4,7 \cdot 38,5}{2(4,5 + 1,8)} = 1,15. \quad (11.142)$$

— Reactanța frontală a coliviei de lucru:

$$X_{ofl} = 7,9 f_1 l_1 \cdot 10^{-8} \lambda_{fl} = 7,9 \cdot 50 \cdot 35,3 \cdot 10^{-8} \cdot 1,15 = 1,6 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (11.142, a)$$

l) Reactanța comună ambelor colivii:

● reactanța de scăpări diferențiale (valoarea nesaturată):

$$X_{oad} = 7,9 f_1 l_1 \cdot 10^{-8} \lambda_{d2} = 7,9 \cdot 50 \cdot 35,3 \cdot 10^{-8} \cdot 0,86 = 1,2 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (11.143)$$

● reactanța de scăpări a istmului comun (valoarea nesaturată):

$$X_{oco} = 7,9 f_1 l_1 \cdot 10^{-8} \lambda_{co} = 7,9 \cdot 50 \cdot 35,3 \cdot 10^{-8} \cdot 1,2 = 1,67 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (11.143, a)$$

● reactanța comună ambelor colivii (valoare nesaturată), conform relației (10.152, a):

$$X_{oe} = X_{oad} + X_{oco} = 1,2 \cdot 10^{-4} + 1,67 \cdot 10^{-4} = 2,87 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (11.143, b)$$

● valoarea saturată a reactanței comune:

$$X_{oes} = X_{oe} \frac{\lambda_{d2s} + \lambda_{cos}}{\lambda_{d2} + \lambda_{co}} = 2,87 \cdot 10^{-4} \frac{0,735 + 0,46}{0,86 + 1,2} = 1,66 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (11.143, c)$$

m) Reactanța echivalentă a rotorului:

● la pornire, conform relației (10.171):

$$X_E = X_{\sigma 2s(s=1)} - X_{oes} = 5,76 \cdot 10^{-4} - 1,66 \cdot 10^{-4} = 4,1 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (11.144)$$

● la funcționare, conform relației (10.171, a)

$$X_{EC} = X_{\sigma 2(s=s_N)} - X_{oe} = 9,45 \cdot 10^{-4} - 2,87 \cdot 10^{-4} = 6,58 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (11.144, a)$$

n) Valorile rezistenței coliviei de pornire R_p și reactanței coliviei de lucru X_{ol} se determină, aproximativ, cu relațiile (10.172, a):

$$R_p \approx \frac{R_E^2 + X_E^2}{R_E} = \frac{3,32^2 + 4,1^2}{3,32} \cdot 10^{-4} = 8,45 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (11.145)$$

$$X_{ol} \approx 1,25 \frac{R_E^2 + X_E^2}{X_E} = 1,25 \cdot \frac{3,32^2 + 4,1^2}{4,1} \cdot 10^{-4} = 8,6 \cdot 10^{-4} \Omega.$$

o) Dimensiunile barei și inelului de scurtcircuitare ale coliviei de pornire:

● Rezistența barei coliviei de pornire, cînd inelele de scurtcircuitare sînt separate, rezultă orientativ din relația (10.150, a):

$$R_{bp} \approx (0,9 \div 0,95) R_p = (0,9 \div 0,95) \cdot 8,45 \cdot 10^{-4} = (7,6 \div 8,05) 10^{-4} \Omega. \quad (11.146)$$

● Secțiunea transversală a barei de pornire se determină din relațiile (10.78, a) în funcție de valoarea estimată a rezistenței, cu relația (11.146):

$$s_{bp} = \rho_{bp} \frac{L_{bp}}{R_{bp}} = 4 \cdot 1,38 \cdot \frac{1}{56} \cdot \frac{0,53}{(7,6 \div 8,05) 10^{-4}} = 65 \div 69 \text{ mm}^2,$$

în care, pentru barele coliviei de pornire din alamă:

$$\rho_{bp} = \rho_{Am} = 4 \rho_{cu} = 4 \cdot 1,38 \cdot \frac{1}{56} \Omega \text{ mm}^2/\text{m};$$

$$L_{bp} = l_g + 2 \cdot 7 \text{ cm} = 39 + 14 = 53 \text{ cm} = 0,53 \text{ m (v. fig. 11.7)}.$$

Din STAS 291-71 (anexa 11, tabelul 11-II) se alege diametrul barei coliviei de pornire (din alamă):

$$d_{bp} = 9 \text{ mm}, \quad (11.147)$$

pentru care rezultă secțiunea:

$$s_{bp} = \frac{\pi d_{bp}^2}{4} = 63,6 \text{ mm}^2 \quad (11.147, a)$$

(dacă se alegea $d_{bp} = 9,5 \text{ mm}$, atunci $s_{bp} = 71 \text{ mm}^2$, adică prea mare).

● Secțiunea inelului de scurtcircuitare, admitând că solicitările electrice se găsesc aproximativ în același raport ca și în cazul când întreaga colivie ar fi din același material, rezultă conform relației (10.170, b):

$$s_{ip} = \frac{s_{bp}}{1,5 \sin\left(\frac{\pi p}{Z_2}\right)} = \frac{63,6}{1,5 \sin\left(\frac{180 \cdot 2}{64}\right)} = 435 \text{ mm}^2.$$

Din STAS 2873/1-86 (anexa 7, tabelul 7-II) se alege, pentru inelul coliviei de pornire, bară de cupru cu dimensiunile (v. fig. 11.7),

$$a \times b = 32 \times 14 = 446 \text{ mm}^2 = s_{ip}. \quad (11.147, b)$$

p) Verificarea densității de curent din bara coliviei de lucru:

● rezistența pe fază a coliviei de pornire, conform relației (10.78):

$$R_p = R_{bp} + \frac{R_{ip}}{2 \sin^2\left(\frac{\pi p}{Z_2}\right)} = 8,25 \cdot 10^{-4} + \frac{1,17 \cdot 10^{-4}}{2 \sin^2\left(\frac{180 \cdot 2}{64}\right)} = 8,85 \cdot 10^{-4} \Omega, \quad (11.148)$$

în care:

$$R_{bp} = \rho_{bp} \frac{L_{bp}}{s_{bp}} = 4,1,38 \frac{1}{56} \cdot \frac{0,53}{63,6} = 8,25 \cdot 10^{-4} \Omega, \quad (11.148, a)$$

$$R_{ip} = \rho_{ip} \frac{L_{ip}}{s_{ip}} = 1,38 \cdot \frac{1}{56} \cdot \frac{2,14 \cdot 10^{-2}}{446} = 1,17 \cdot 10^{-6} \Omega, \quad (11.148, b)$$

unde, în conformitate cu figura 11.7:

$$L_{ip} = \frac{\pi D_{ip}}{Z_2} = \frac{\pi \cdot 43,5}{64} = 2,14 \text{ cm};$$

● rezistența pe fază a coliviei de lucru, la funcționare, conform relației (10.78):

$$R_l = R_{bl} + \frac{R_{il}}{2 \sin^2\left(\frac{\pi p}{Z_1}\right)} = 0,97 \cdot 10^{-4} + \frac{0,577 \cdot 10^{-6}}{2 \sin^2\left(\frac{180 \cdot 2}{64}\right)} = 1,27 \cdot 10^{-4} \Omega, \quad (11.149)$$

în care:

$$R_{bl} = \rho_{bl} \frac{L_{bl}}{s_{bl}} = 1,38 \frac{1}{56} \cdot \frac{0,47}{118,1} = 0,97 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (11.149, a)$$

$$R_{il} = \rho_{il} \frac{L_{il}}{s_{il}} = 1,38 \frac{1}{56} \cdot \frac{1,89 \cdot 10^{-2}}{808} = 0,577 \cdot 10^{-6} \Omega, \quad (11.149, b)$$

unde, în conformitate și cu figura 11.7:

$$L_{il} = \frac{\pi D_{il}}{Z_2} = \frac{\pi \cdot 38,5}{64} = 1,89 \text{ cm};$$

● curentul în bara de lucru, la funcționarea nominală, conform relațiilor (10.159):

$$I_l = I_{2N} \frac{R_p}{R_l + R_p} = 1070 \frac{8,85 \cdot 10^{-4}}{1,27 \cdot 10^{-4} + 8,85 \cdot 10^{-4}} = 935 \text{ A}; \quad (11.150)$$

● densitatea de curent din bara coliviei de lucru:

$$J_{bl} = \frac{I_l}{s_{bl}} = \frac{935}{118,1} = 7,91 \text{ A/mm}^2, \quad (11.150, a)$$

adică în limitele admisibile.

Nu este necesar să se mai verifice densitatea de curent în inelul de scurtcircuitare, deoarece relația (10.170, b) de dimensionare a secțiunii inelului a fost dedusă din condiția respectării raportului între cele două densități.

r) Permeanța geometrică specifică și reactanța scăpărilor în părțile frontale pentru colivia de pornire, conform relației (10.104, a) și figurii 11.7:

$$\lambda_{fp} = \frac{2,3 D_{ip}}{Z_2 l_i \Delta^2} \cdot \log \frac{4,7 D_{ip}}{2(a+b)} = \frac{2,3 \cdot 43,5}{64 \cdot 35,3 \cdot 0,197^2} \cdot \log \frac{4,7 \cdot 43,5}{2(3,2 + 1,4)} = 1,48. \quad (11.151)$$

Reactanța frontală a coliviei de pornire:

$$X_{ofp} = 7,9 f_{li} \cdot 10^{-8} \cdot \lambda_{fp} = 7,9 \cdot 50 \cdot 35,3 \cdot 10^{-8} \cdot 1,48 = 2,06 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (11.151, a)$$

s) Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătură, pentru colivia de lucru:

● reactanța porțiunii din creștătură se obține din relația (10.152, a):

$$X_{scel} = X_{sl} - X_{ofl} = 8,6 \cdot 10^{-4} - 1,6 \cdot 10^{-4} = 7 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (11.152)$$

● permeanța specifică, conform relației (10.173):

$$\lambda_{cl} = \frac{X_{scel}}{7,9 f_{li} \cdot 10^{-8}} = \frac{7 \cdot 10^{-4}}{7,9 \cdot 50 \cdot 35,3 \cdot 10^{-8}} = 5,05. \quad (11.152, a)$$

t) Dimensiunile istmului dintre creștături (istmul intermediar):

● Dimensiunile creștăturii coliviei de lucru rezultă din dimensiunile barei și jocul necesar introducerii în creștătură.

Se stabilesc astfel (v. fig. 10.77, b) pentru dimensiunile barei din relația (11.139):

$$b_l = 8,3 \text{ mm};$$

$$h_l = 15,5 \text{ mm}.$$

● Valoarea raportului dimensiunilor istmului intermediar rezultă din relația (10.164, a):

$$\frac{h_2}{b_2} = \lambda_{cl} - \left(\frac{h_1}{3b_1} + 1,32 \right) = 5,05 - \left(\frac{15,5}{3 \cdot 8,3} + 1,32 \right) = 3,11.$$

Se aleg valorile rotunjite :

$$h_2 = 6,5 \text{ mm};$$

$$b_2 = 2 \text{ mm}.$$

Se definitivează astfel, pentru creștătura rotorului de forma indicată în figura 10.77, b, următoarele dimensiuni (v. și fig. 10.80, a) :

$$h_1 = 15,5 \text{ mm}; \quad d_p = 9,5 \text{ mm};$$

$$b_1 = 8,3 \text{ mm}; \quad h_0 = 3 \text{ mm};$$

$$h_2 = 6,5 \text{ mm}; \quad b_0 = 2,5 \text{ mm}.$$

$$b_2 = 2 \text{ mm}.$$

Înălțimea totală a creștăturii rezultă :

$$h_{c2} = h_1 + h_2 + d_p + h_0 = 15,5 + 6,5 + 9,5 + 3 = 34,5 \text{ mm} = 3,45 \text{ cm}.$$

7) Verificarea inducției magnetice aparente maxime la baza dintelui, conform relației (10.57) :

$$B'_{d2max} = \frac{l_2 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2min}} = \frac{2,3 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,12} = 1,81 \text{ T} < B'_{dmaxadm}, \quad (11.153)$$

în care :

$$b_{d2min} = \frac{\pi(D_r - 2h_{c2})}{Z_2} - b_1 = \frac{(46,7 - 2 \cdot 3,45)}{64} - 0,83 = 1,12 \text{ cm}.$$

11.17. JUGUL ȘI DIAMETRUL INTERIOR AL ROTORULUI

1) Înălțimea jugului rotor, pentru $B_{j2} = 1,4 \text{ T}$, este cea determinată și la celelalte variante de rotor (v. paragraful 11.6, punctul 1) :

$$h_{j2} = 8 \text{ cm}.$$

2) Diametrul interior al rotorului, conform relației (10.60) :

$$D_{ir} = D_r - 2(h_{c2} + h_{j2}) = 46,7 - 2(3,45 + 8) = 23,8 \text{ cm}.$$

Din motive tehnologice, se alege valoarea rotunjită :

$$D_{ir} = 24 \text{ cm} = 240 \text{ mm} \quad (11.154)$$

și se recalculează mărimile afectate :

● Înălțimea jugului :

$$h_{j2} = \frac{D_r - (D_{ir} + 2h_{c2})}{2} = \frac{46,7 - (24 + 2 \cdot 3,45)}{2} = 7,9 \text{ cm};$$

● inducția magnetică în jugul rotorului :

$$B_{j2} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{Fe} h_{j2}} = \frac{7,25 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,34 \cdot 0,079} = 1,42 \text{ T}. \quad (11.154, a)$$

11.18. T.m.m PE O PERECHE DE POLI ȘI CURENTUL DE MAGNETIZARE

1) T.m. a întrefierului pentru o pereche de poli este dată de relația (11.105) :

$$U_{m8} = 2840 \text{ A}.$$

2) T.m. a dinților statorului pentru o pereche de poli este dată de relația (11.30) :

$$U_{md1} = 355 \text{ A}.$$

3) T.m. a dinților rotorului pe o pereche de poli, în cadrul coliviei duble, rezultă ca sumă a t.m. în dinții fiecărei colivii :

a) T.m. a dinților coliviei de lucru se determină similar ca la creștăturile cu pereții paraleli.

● Lățimile dintelui coliviei de lucru în cele 3 secțiuni sînt :

$$b_{d2min} = \frac{\pi(D_r - 2h_{c2})}{Z_2} - b_1 = 1,12 \text{ cm (v. rel. 11.153)};$$

$$b_{d2med} = \frac{\pi(D_r - 2h_{c2} + h_1)}{Z_2} - b_1 = \frac{\pi(46,7 - 2 \cdot 3,45 + 1,55)}{64} - 0,83 = 1,19 \text{ cm};$$

$$b_{d2max} = \frac{\pi(D_r - 2h_{c2} + 2h_1)}{Z_2} - b_1 = \frac{\pi(46,7 - 2 \cdot 3,45 + 2 \cdot 1,55)}{64} - 0,83 = 1,27 \text{ cm}.$$

● Inducțiile magnetice aparente în cele 3 secțiuni ale dintelui coliviei de lucru :

$$B'_{d2max} = \frac{l_2 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2min}} = 1,81 \text{ T (v. rel. 11.153)};$$

$$B'_{d2med} = \frac{l_2 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2med}} = \frac{2,3 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,19} = 1,7 \text{ T}; \quad (11.155)$$

$$B'_{d2min} = \frac{l_2 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2max}} = \frac{2,3 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,27} = 1,59 \text{ T}.$$

Din curba de magnetizare a tablei silicioase laminată la rece, cu cristale neorientate (anexa 2), pentru inducțiile de mai sus, rezultă :

$$H_{d2max} = 130 \text{ A/cm};$$

$$H_{d2med} = 85 \text{ A/cm};$$

$$H_{d2min} = 35 \text{ A/cm}.$$

Valoarea medie a intensității cîmpului magnetic pentru colivia de lucru, conform relației (7.36, a), este :

$$H_{d1} = \frac{1}{6} (H_{d2max} + 4H_{d2med} + H_{d2min}) = \frac{1}{6} (130 + 4 \cdot 85 + 35) = 84 \text{ A/cm};$$

Deci, t.m. a dinților coliviei de lucru este :

$$U_{md1} = 2h_1 H_{d1} = 2 \cdot 1,55 \cdot 84 = 260 \text{ A}. \quad (11.156)$$

b) T.m. a dinților coliviei de pornire pe o pereche de poli se determină ca pentru creștăturile rotunde, cu relația :

$$U_{mdp} = 2h_{dp}H_{dp} = 2 \cdot 0,855 \cdot 23 = 39 \text{ A}, \quad (11.157)$$

în care :

● înălțimea echivalentă, conform relației (10.64, a) :

$$h_{dp} = 0,9d_p = 0,9 \cdot 0,95 = 0,855 \text{ cm}; \quad (11.157, a)$$

● inducția magnetică maximă în dinte se determină cu relația (10.57) :

$$B'_{dmax} = \frac{t_d l_d B_d}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2}} = \frac{2,3 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,33} = 1,53 \text{ T}, \quad (11.157, b)$$

în care lățimea dintelui, conform relației (10.64, b) :

$$b_{d2} = \frac{\pi \left(D_r - 2h_d - \frac{2}{3} d_p \right)}{Z_2} = \frac{\pi \left(46,7 - 2 \cdot 0,3 - \frac{2}{3} \cdot 0,95 \right)}{64} = 0,94 d_p = 0,94 \cdot 0,95 = 1,33 \text{ cm}.$$

Din curba de magnetizare (anexa 2) rezultă intensitatea cîmpului magnetic :

$$H_{dp} = 23 \text{ A/cm}.$$

c) T.m. totală a dinților rotorului pe o pereche de poli, conform relației (10.64, c) :

$$U_{md2} = U_{md1} + U_{mdp} = 260 + 39 = 299 \text{ A}. \quad (11.158)$$

Verificarea coeficientului de saturație magnetică, parțial :

$$k_{sd} = \frac{U_{m8} + U_{md1} + U_{md2}}{U_{m8}} = \frac{2840 + 355 + 299}{2840} = 1,23, \quad (11.159)$$

adică în limitele considerate.

4) T.m. a jugului statorului pentru o pereche de poli, conform relației (11.33) :

$$U_{mj1} = 229 \text{ A}.$$

5) T.m. a jugului rotorului pentru o pereche de poli, conform relației (10.66) :

$$U_{mj2} = \zeta_2 L_{j2} H_{j2} = 0,4 \cdot 25 \cdot 11,5 = 115 \text{ A}, \quad (11.160)$$

în care :

$$L_{j2} = 25 \text{ cm (vezi } L_{j2} \text{ din relația (11.34))};$$

$$H_{j2} = 11,5 \text{ A/cm, din anexa 2, pentru } B_{j2} = 1,42 \text{ T (v. rel. (11.154, a))}.$$

6) T.m.m. a circuitului magnetic pentru o pereche de poli :

$$U_{mctrc} = U_{m8} + U_{md1} + U_{md2} + U_{mj1} + U_{mj2} = 2840 + 355 + 299 + 229 + 115 = 3838 \text{ A}. \quad (11.161)$$

7) Curentul de magnetizare pentru rotorul cu colivie dublă, conform relației (10.68) :

$$I_\mu = \frac{p U_{mctrc}}{0,9 m_1 w_1 k_{a1}} = \frac{2 \cdot 3838}{0,9 \cdot 3 \cdot 228 \cdot 0,925} = 13,5 \text{ A}, \quad (11.162)$$

sau în procente

$$I_\mu \% = \frac{I_\mu}{I_N} 100 = \frac{13,5}{57,5} \cdot 100 = 23,5 \%. \quad (11.162, a)$$

11.19. PARAMETRII ÎNFĂȘURĂRII MOTORULUI ASINCRON CU ROTORUL ÎN SCURTCIRCUIT CU COLIVIE DUBLĂ

A. Parametrii înfășurării statorului

Ca și în cazul rotorului cu bare înalte, parametrii înfășurării statorului se vor considera, în general, cei de la varianta cu rotorul bobinat sau cu rotorul în scurtcircuit cu bare înalte, cărora li se vor aduce corecțiile necesare, în funcție de factorii care diferă.

1) Rezistența pe fază a înfășurării statorului, conform relației (11.39),

$$R_1 = 1,32 \Omega.$$

2) Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătură :

● valoarea nesaturată, conform relației (11.40) :

$$\lambda_{c1} = 1,928;$$

● valoarea saturată rezultă prin recalculare, similar ca în relația (11.112, a) :

$$\lambda_{c1s} = \frac{h_1 - h_4}{3b_c} k_\beta + \frac{h_2}{b'_c} k'_\beta + \frac{h_4}{4b_c} = \frac{46,2 - 5,6}{3 \cdot 10,5} \cdot 0,906 + \frac{7,5}{12,97} \cdot 0,875 + \frac{5,6}{4 \cdot 10,5} = 1,81, \quad (11.163)$$

în care, conform relației (10.121) :

$$b'_c = b_c + \frac{b_{amed}}{\mu'} = 10,5 + \frac{12,5}{5,06} = 12,97 \text{ mm},$$

unde $\mu' = 5,06$, conform relației (11.141, c).

3) Permeanța geometrică specifică a scăpărilor diferențiale :

● valoarea nesaturată, conform relației (11.113) :

$$\lambda_{d1} = 0,405;$$

● valoarea saturată, conform relației (10.122) :

$$\lambda_{d1s} = \frac{\lambda_{d1}}{k_{sd}} = \frac{0,405}{1,23} = 0,33. \quad (11.164)$$

4) Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în părțile frontale, conform relației (11.43):

$$\lambda_{f1} = 2,82.$$

Ca și în celelalte două cazuri, $\lambda_{z1,2} = 0$.

5) Permeanța geometrică specifică totală a înfășurării statorului:
● valoarea nesaturată, conform relației (11.114):

$$\Sigma \lambda_1 = 5,153;$$

● valoarea saturată:

$$\Sigma \lambda_{1s} = \lambda_{c1s} + \lambda_{d1s} + \lambda_{f1} = 1,81 + 0,33 + 2,82 = 4,96. \quad (11.165)$$

6) Reactanța de scăpări pe fază a înfășurării statorului:

● valoarea nesaturată, conform relației (11.115):

$$X_{\sigma 1} = 6,2 \Omega;$$

● valoarea saturată:

$$X_{\sigma 1s} = X_{\sigma 1} \frac{\Sigma \lambda_{1s}}{\Sigma \lambda_1} = 6,2 \frac{4,96}{5,153} = 6 \Omega. \quad (11.166)$$

B. Parametrii înfășurării rotorului în scurtcircuit cu colivie dublă

7) Rezistența pe fază a coliviei de pornire, conform relației (11.148):

$$R_p = 8,85 \cdot 10^{-4} \Omega.$$

8) Rezistența pe fază a coliviei de lucru:

● la funcționarea nominală (fără refulare), conform relației (11.149):

$$R_l = 1,27 \cdot 10^{-4} \Omega;$$

● la pornire (cu influența refulării curentului din bară), conform relației (10.108):

$$R_l(\xi) = k_R R_{bl} + \frac{R_{cl}}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)} = 1,18 \cdot 0,97 \cdot 10^{-4} + \frac{0,577 \cdot 10^{-6}}{2 \sin^2 \left(\frac{180 \cdot 2}{64} \right)} = 1,44 \cdot 10^{-4} \Omega, \quad (11.167)$$

în care, conform relației (10.111):

$$k_R = k_r \frac{l_{Fe}}{L_{bl}} + \frac{L_{bl} - l_{Fe}}{L_{bl}} = 1,25 \cdot \frac{34}{47} + \frac{47 - 34}{47} = 1,18, \quad (11.167, a)$$

unde, conform relațiilor (10.113) și (10.113, a), pentru:

$$\xi = \alpha h = 0,865 \cdot 1,5 = 1,3,$$

din figura 10.65 rezultă:

$$k_r = 1,25; k_x = 0,9. \quad (11.167, b)$$

9) Reactanța de scăpări diferențiale:

● valoarea nesaturată (la funcționare), conform relației (11.143):

$$X_{\sigma d2} = 1,2 \cdot 10^{-4} \Omega;$$

● valoarea saturată (la pornire):

$$X_{\sigma d2s} = \frac{X_{\sigma d2}}{k_{sd}} = \frac{1,2 \cdot 10^{-4}}{1,23} = 0,975 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (11.168)$$

10) Reactanța de scăpări a istmului comun (superior), conform relației (11.143, a):

● valoarea nesaturată:

$$X_{\sigma co} = 1,67 \cdot 10^{-4} \Omega;$$

● valoarea saturată, avînd în vedere și relația (11.141, b):

$$X_{\sigma cos} = X_{\sigma co} \frac{\lambda_{co}}{\lambda_{co}} = 1,67 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{0,46}{1,2} = 0,64 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (11.169)$$

11) Reactanțele de scăpări frontale ale coliviilor:

● pentru colivia de pornire, conform relației (11.151, a):

$$X_{\sigma fp} = 2,06 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (11.170)$$

● pentru colivia de lucru, conform relației (11.142, a):

$$X_{\sigma fl} = 1,6 \cdot 10^{-4} \Omega.$$

12) Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătură pentru colivia de pornire, conform relației (10.163):

$$\lambda_{cp} = 0,66.$$

13) Reactanța de scăpări în creștătură pentru colivia de pornire:

$$X_{\sigma cp} = 7,9 f_l l_i \cdot 10^{-8} \lambda_{cp} = 7,9 \cdot 50 \cdot 35,3 \cdot 10^{-8} \cdot 0,66 = 0,92 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (11.171)$$

14) Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătură pentru colivia de lucru:

● fără influența refulării (la funcționare), conform relației (10.164, a):

$$\lambda_{cl} = \frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_2} + 1,32 = \frac{15,5}{3 \cdot 8,3} + \frac{6,5}{2} + 1,32 = 5,2; \quad (11.172)$$

● cu influența refulării (la pornire), conform relației (10.164, c):

$$\lambda_{cl}(\xi) = k_x \frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_2} + 1,32 = 0,905 \cdot \frac{15,5}{3 \cdot 8,3} + \frac{6,5}{2} + 1,32 = 5,13, \quad (11.172, a)$$

în care, conform relației (10.111, a):

$$k_x = k_x \frac{l_{Fe}}{l_i} + \frac{l_i - l_{Fe}}{l_i} = 0,9 \cdot \frac{34}{35,3} + \frac{35,3 - 34}{35,3} = 0,905.$$

15) Reactanța de scăpări în creștătură pentru colivia de lucru :

• fără influența refulării curentului (la funcționare) :

$$X_{\sigma cl} = 7,9 f_1 l_t \cdot 10^{-8} \lambda_{cl} = 7,9 \cdot 50 \cdot 35,3 \cdot 10^{-8} \cdot 5,2 = 7,25 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (11.173)$$

• cu influența refulării curentului (la pornire) :

$$X_{\sigma cl}(\xi) = 7,9 f_1 l_t \cdot 10^{-8} \lambda_{cl}(\xi) = 7,9 \cdot 50 \cdot 35,3 \cdot 10^{-8} \cdot 5,13 = 7,15 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (11.173, a)$$

16) Reactanța corespunzătoare inducției mutuale dintre cele două colivii :

$$X_{pl} = 7,9 f_1 l_t \cdot 10^{-8} \lambda_{pl} = 7,9 \cdot 50 \cdot 35,3 \cdot 10^{-8} \cdot 0,785 = 1,1 \cdot 10^{-4} \Omega, \quad (11.174)$$

în care permeanța geometrică specifică, conform relației (10.165) :

$$\lambda_{pl} = 0,785.$$

17) Reactanța de scăpări comună celor două colivii, conform relației (10.152, a) :

• valoarea nesaturată (la funcționare) :

$$X_{\sigma e} = X_{\sigma d2} + X_{\sigma c0} = 1,2 \cdot 10^{-4} + 1,67 \cdot 10^{-4} = 2,87 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (11.175)$$

• valoarea saturată (la pornire) :

$$X_{\sigma es} = X_{\sigma d2s} + X_{\sigma cos} = 0,975 \cdot 10^{-4} + 0,64 \cdot 10^{-4} = 1,615 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (11.176)$$

18) Reactanța de scăpări pe fază a coliviei de lucru, conform relațiilor (10.152, a) :

• cu influența refulării (la pornire) :

$$X_{\sigma l}(\xi) = X_{\sigma cl}(\xi) + X_{\sigma fl} = 7,15 \cdot 10^{-4} + 1,6 \cdot 10^{-4} = 8,75 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (11.177)$$

• fără influența refulării (la funcționare) :

$$X_{\sigma l} = X_{\sigma cl} + X_{\sigma fl} = 7,25 \cdot 10^{-4} + 1,6 \cdot 10^{-4} = 8,85 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (11.177, a)$$

După cum se observă, diferența între valori este mică, astfel încât se putea neglija influența refulării curentului în bara de lucru ; acest fapt rezultă și din raportul dimensiunilor barei de lucru $h_l/b_l = 15/8 < 2$.

19) Reactanța de scăpări pe fază a coliviei de pornire, conform relațiilor (10.152, a) :

$$X_{\sigma p} = X_{\sigma ep} + X_{\sigma fp} = 0,92 \cdot 10^{-4} + 2,06 \cdot 10^{-4} = 2,98 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (11.177, b)$$

20) Parametrii înfășurării rotorului raportați la stator se determină cu relațiile (10.125, a). Valoarea factorului de raportare, conform relațiilor (11.124) :

$$k_{rap} = 8 \, 350.$$

Se obțin astfel (pentru cele două cazuri : la pornire și la funcționare) următoarele valori :

• La pornire ($s = 1$) :

$$R'_p = k_{rap} R_p = 8 \, 350 \cdot 8,85 \cdot 10^{-4} = 7,4 \, \Omega;$$

$$R'_l(\xi) = k_{rap} R_l(\xi) = 8 \, 350 \cdot 1,44 \cdot 10^{-4} = 1,2 \, \Omega;$$

$$X'_{\sigma es} = k_{rap} X_{\sigma es} = 8 \, 350 \cdot 1,615 \cdot 10^{-4} = 1,35 \, \Omega;$$

$$X'_{\sigma p} = k_{rap} X_{\sigma p} = 8 \, 350 \cdot 2,98 \cdot 10^{-4} = 2,5 \, \Omega; \quad (11.177, c)$$

$$X'_{\sigma l}(\xi) = k_{rap} X_{\sigma l}(\xi) = 8 \, 350 \cdot 8,75 \cdot 10^{-4} = 7,3 \, \Omega;$$

$$X'_{pl} = k_{rap} X_{pl} = 8 \, 350 \cdot 1,1 \cdot 10^{-4} = 0,92 \, \Omega.$$

• La funcționare ($s = s_N$) :

$$R'_l = k_{rap} R_l = 8 \, 350 \cdot 1,27 \cdot 10^{-4} = 1,06 \, \Omega;$$

$$X'_{\sigma e} = k_{rap} X_{\sigma e} = 8 \, 350 \cdot 2,87 \cdot 10^{-4} = 2,4 \, \Omega; \quad (11.177, d)$$

$$X'_{\sigma l} = k_{rap} X_{\sigma l} = 8 \, 350 \cdot 8,85 \cdot 10^{-4} = 7,4 \, \Omega.$$

11.20. CALCULUL CARACTERISTICILOR MOTORULUI ASINCRON CU DUBLĂ COLIVIE

Calculul caracteristicilor motorului asincron cu colivie dublă se efectuează conform indicațiilor de la paragraful 10.10.2.

A. Caracteristicile de pornire

1) Conform relațiilor (10.154), se determină :

$$R' = R'_p + R'_l(\xi) = 7,4 + 1,2 = 8,6 \, \Omega, \quad (11.178)$$

$$X' = X'_{pp} + X'_{ll} = 1,58 + 6,38 = 7,96 \, \Omega, \quad \therefore$$

în care :

$$X'_{pp} = X'_{\sigma p} - X'_{pl} = 2,5 - 0,92 = 1,58 \, \Omega, \quad (11.178, a)$$

$$X'_{ll} = X'_{\sigma l}(\xi) - X'_{pl} = 7,3 - 0,92 = 6,38 \, \Omega.$$

2) Rezistența și reactanța echivalentă, conform relațiilor (10.156) :

$$R'_E = \frac{R'_p R'_l(\xi) R' + s^2 (R'_p X'^2_{ll} + R'_l(\xi) X'^2_{pp})}{R'^2 + s^2 X'^2} = \frac{7,4 \cdot 1,2 \cdot 8,6 + 1^2 (7,4 \cdot 6,38^2 + 1,2 \cdot 1,58^2)}{8,6^2 + 7,96^2} = 2,75 \, \Omega; \quad (11.179)$$

$$X'_E = \frac{(R'_p X'_{\sigma l}(\xi) + R'_l(\xi) X'_{\sigma p}) R' - R'_p R'_l(\xi) X' + s^2 (X'_{\sigma p} X' - X'^2_{pp})}{R'^2 + s^2 X'^2} = \frac{(7,4 \cdot 7,3 + 1,2 \cdot 2,5) \cdot 8,6 - 7,4 \cdot 1,2 \cdot 7,96 + 1^2 (2,5 \cdot 7,96 - 1,58^2) \cdot 7,96}{8,6^2 + 7,96^2} = 4,03 \, \Omega.$$

3) Componentele impedanței totale a rotorului (în valori raportate), conform relațiilor (10.157, a) pentru inele de scurtcircuitare separate :

$$R'_2(\xi) = R'_e + R'_R = R'_R = 2,75 \, \Omega ; \quad (11.180)$$

$$X'_{\sigma 2s}(\xi) = X'_{\sigma es} + X'_R = 1,35 + 4,03 = 5,38 \, \Omega.$$

4) Curentul de pornire din secundar raportat la primar, conform relației (10.147, a) :

$$I'_{2p} = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + c_{1s}R'_2(\xi))^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s}X'_{\sigma 2s}(\xi))^2}} =$$

$$= \frac{3470}{\sqrt{(1,32 + 1,024 \cdot 2,75)^2 + (6 + 1,024 \cdot 5,38)^2}} = 285 \, \text{A}, \quad (11.181)$$

în care :

$$c_{1s} = 1 + \frac{X_{\sigma 1s}}{X_m} = 1 + \frac{6}{250} = 1,024,$$

unde, conform relației (10.105) :

$$X_m = \frac{U_1 - I_\mu X_{\sigma 1}}{I_\mu} = \frac{3470 - 13,5 \cdot 6,2}{13,5} = 250 \, \Omega. \quad (11.181, a)$$

5) Curentul de pornire absorbit din rețea, conform relației (10.147) :

$$I_p = \sqrt{(I_{0a} + I'_{2pa})^2 + (I_\mu + I'_{2pr})^2} = \sqrt{(1,63 + 96,7)^2 + (13,5 + 279)^2} =$$

$$= 308 \, \text{A}, \quad (11.182)$$

în care, conform relațiilor (10.147, b și c) :

$$I'_{2pa} = I'_{2p} \frac{R_1 + c_{1s}R'_2(\xi)}{\sqrt{(R_1 + c_{1s}R'_2(\xi))^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s}X'_{\sigma 2s}(\xi))^2}} =$$

$$= 285 \cdot \frac{1,32 + 1,024 \cdot 2,75}{\sqrt{(1,32 + 1,024 \cdot 2,75)^2 + (6 + 1,024 \cdot 5,38)^2}} = 96,7 \, \text{A};$$

$$(11.182, a)$$

$$I'_{2pr} = I'_{2p} \frac{X_{\sigma 1s} + c_{1s}X'_{\sigma 2s}(\xi)}{\sqrt{(R_1 + c_{1s}R'_2(\xi))^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s}X'_{\sigma 2s}(\xi))^2}} =$$

$$= 285 \cdot \frac{6 + 1,024 \cdot 5,38}{\sqrt{(1,32 + 1,024 \cdot 2,75)^2 + (6 + 1,024 \cdot 5,38)^2}} = 279 \, \text{A};$$

$I_{0a} = 1,63 \, \text{A}$, conform relației (11.71, a).

Curentul de pornire în unități relative :

$$\frac{I_p}{I_N} = \frac{308}{57,5} = 5,36 < 5,5 \text{ impus.}$$

6) Cuplul de pornire, conform relației (10.148) :

$$M_p = \frac{m_1 R'_2(\xi) I_{2p}^2}{\Omega_1} = \frac{pm_1 R'_2(\xi) I_{2p}^2}{\omega_1} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 2,75 \cdot 285^2}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 4300 \, \text{Nm}. \quad (11.183)$$

În valori relative :

$$\frac{M_p}{M_N} = \frac{4300}{3250} = 1,32.$$

Conform STAS 1893/1-87 (v. tabelul 3.7), toleranța la cuplul de pornire este de -15% din valoarea garantată : $M_p/M_N = 1,45$.
Deci, rezultatul obținut se încadrează în toleranță.

B. Caracteristicile de funcționare

7) Rezistența și reactanța echivalentă, conform relațiilor (10.158) :

$$R'_{EC} = \frac{R'_e R'_i}{R'_p + R'_i} = \frac{7,4 \cdot 1,06}{7,4 + 1,06} = 0,93 \, \Omega ; \quad (11.184)$$

$$X'_{EC} = \left(\frac{R'_p}{R'_p + R'_i} \right)^2 X'_{\sigma i} = \left(\frac{7,4}{7,4 + 1,06} \right)^2 \cdot 7,4 = 5,65 \, \Omega.$$

După cum se vede, sînt valabile relațiile (10.158), deoarece $X'_{EC}/R'_{EC} > 4$. Altfel trebuiau folosite relațiile (10.156), fără termenii cu s^2 .

8) Componentele impedanței totale, la funcționare, conform relațiilor (10.158, a) :

$$R'_2 = R'_e + R'_{EC} = R'_{EC} = 0,93 \, \Omega ; \quad (11.184, a)$$

$$X'_{\sigma 2} = X'_{\sigma c} + X'_{EC} = 2,4 + 5,65 = 8,05 \, \Omega.$$

9) Cuplul maxim, conform relației (10.139) :

$$M_m = \frac{pm_1 U_1^2}{2c_{1\sigma 1} [R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + c_{1s}X'_{\sigma 2})^2}]} =$$

$$= \frac{2 \cdot 3 \cdot 3470^2}{2 \cdot 1,025 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 [(1,32 + \sqrt{1,32^2 + (6,2 + 1,025 \cdot 8,05)^2}]} = 7100 \, \text{Nm},$$

în care :

$$c_1 = 1 + \frac{X_{\sigma 1}}{X_m} = 1 + \frac{6,2}{250} = 1,025.$$

Cuplul maxim, în unități relative (capacitatea de supraîncărcare) :

$$k_M = \frac{M_m}{M_N} = \frac{7100}{3250} = 2,18,$$

valoare apropiată de cea impusă prin temă.

10) Alunecarea nominală, conform relației (10.140) :

$$s_N = \frac{R'_2 I'_{2N}}{k_E U_1} = \frac{0,93 \cdot 54}{0,97 \cdot 3470} = 0,0149 \text{ (adică : } s_N = 1,49\%), \quad (11.186)$$

în care, conform relației (11.132, a) :

$$I'_{2N} = 54 \, \text{A}.$$

11) Factorul de putere nominal, conform relației (10.141) :

$$\cos \varphi_N = \frac{I_{0a} + I'_{2aN}}{I_{1N}} = \frac{1,63 + 53}{60} = 0,91, \quad (11.187)$$

în care, conform relațiilor (10.135) și (10.134), pentru $s = s_N$, s-au determinat :

$$I'_{2aN} = \frac{U_1 \left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s_N} \right)}{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s_N} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2} =$$

$$= \frac{3\,470 \left(1,32 + 1,025 \cdot \frac{0,93}{0,0149} \right)}{\left(1,32 + 1,025 \cdot \frac{0,93}{0,0149} \right)^2 + (6,2 + 1,025 \cdot 8,05)^2} = 53 \text{ A ;}$$

(11.187, a)

$$I'_{2rN} = \frac{U_1 (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})}{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s_N} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2} =$$

$$= \frac{3\,470(6,2 + 1,025 \cdot 8,05)}{\left(1,32 + 1,025 \cdot \frac{0,93}{0,0149} \right)^2 + (6,2 + 1,025 \cdot 8,05)^2} = 11,7 \text{ A.}$$

$$I_{1N} = \sqrt{(I_{0a} + I'_{2aN})^2 + (I_{\mu} + I'_{2rN})^2} = \sqrt{(1,63 + 53)^2 + (13,5 + 11,7)^2} =$$

$$= 60 \text{ A.}$$

Din diagrama cercului, construită pentru parametrii corespunzători regimului nominal (de lucru), rezultă :

$$I_{1N} = 58,5 \text{ A ;}$$

$$\cos \varphi_N = 0,905 ;$$

$$k_M = 2,22 ;$$

$$I'_{2N} = 52,7 \text{ A.}$$

(11.188)

După cum se observă, între valorile caracteristicilor de funcționare rezultate prin calculul analitic și din diagrama cercului există o concordanță satisfăcătoare.

Prin ambele metode, curentul nominal a rezultat ceva mai mare decât cel considerat inițial ($I_N = 57,5 \text{ A}$). Acest lucru se explică pe scama faptului că factorul de putere nominal ($\cos \varphi_N$) a rezultat ceva mai mic.

CAZUL 2

Să se proiecteze un motor asincron trifazat de joasă tensiune (calculul electromagnetic numai al statorului), cu următoarele date :

$$P_N = 132 \text{ kW ;}$$

$$U_N = 380/660 \text{ V ;}$$

$$f_1 = 50 \text{ Hz ;}$$

$$n_1 = 600 \text{ rot/min ;}$$

$$m = 3 ;$$

$$M_m/M_N = 2.$$

Construcția rotorului : în scurtcircuit ;

$$M_p/M_N = 1,1 ; I_p/I_N \leq 4,5 ;$$

tipul de protecție : IP 23 STAS 625-85 ;

serviciul S_1 și condițiile de funcționare normale sînt conform STAS 1983/1-87.

Cînd tensiunea nominală U_N se indică sub formă de fracție, înseamnă că se impun valorile tensiunilor de fază (valoarea mai mică) cît și de linie (valoarea mai mare).

În cazul de față reiese că tensiunea de fază impusă este de 380 V. Pentru rețeaua obișnuită, aceasta este și tensiunea de linie.

Rezultă astfel că este necesar să se adopte pentru fazele înfășurării statorului, conexiunea triunghi (Δ).

Pornirea motorului se poate face deci prin metoda Y/Δ .

11.21. DETERMINAREA MĂRIMILOR DE CALCUL

1) Numărul de perechi de poli, conform relației (10.1) :

$$p = \frac{60f_1}{n_1} = \frac{60 \cdot 50}{600} = 5.$$

2) Puterea aparentă nominală, conform relației (10.2, a) :

$$S_N = \frac{P_N}{\eta \cos \varphi} = \frac{132}{0,91 \cdot 0,85} = 171 \text{ kVA,}$$

(11.189)

în care :

$$\eta = 0,91, \text{ din figura 10.2 ;}$$

$$\cos \varphi = 0,85, \text{ din figura 10.4.}$$

3) T.e.m. de fază, conform relației (10.8) :

$$E_1 = k_E U_1 = 0,96 \cdot 380 = 365 \text{ V.}$$

în care :

$$U_1 = U_N = 380 \text{ V, pentru conexiunea } \Delta ;$$

$$k_E = 0,96, \text{ din figura 10.6.}$$

4) Puterea aparentă interioară, conform relației (10.13, a) :

$$S_i = k_E S_N = 0,96 \cdot 171 = 164 \text{ kVA.}$$

(11.190)

5) Curentul nominal pe fază, pentru conexiunea Δ , conform relației (10.3, a) :

$$I_N = \frac{S_N}{3U_N} = \frac{171 \cdot 10^3}{3 \cdot 380} = 150 \text{ A.}$$

(11.191)

OBSERVAȚIE. Se menționează faptul că pe eticheta motorului trebuie indicată valoarea curentului de linie $I_L = \sqrt{3} I_N$, necesară dimensionării conductoarelor de alimentare ale mașinii.

6) Factorul de înfășurare se estimează, conform relației (10.17):

$$k_{w1} = 0,91.$$

7) Factorul de formă k_F și coeficientul de acoperire ideală a pasului polar α_i se aleg din figura 10.7, pentru valoarea impusă a coeficientului parțial de saturație magnetică (al dinților).

Astfel, impunând $k_{sd} = 1,25$, rezultă:

$$k_F = 1,09;$$

$$\alpha_i = 0,7.$$

(11.192)

Aceste valori trebuie verificate după stabilirea prin calcul, cu relația (10.18), a coeficientului k_{sd} .

11.22. CALCULUL DIMENSIUNILOR PRINCIPALE

1) Diametrul interior al statorului, conform relației (10.21):

$$D = \sqrt[3]{\frac{2p}{\pi \lambda} \frac{60 S_t}{n_1 C}} = \sqrt[3]{\frac{10}{\pi \cdot 1,75} \cdot \frac{60 \cdot 164 \cdot 10^3}{600 \cdot 210}} = 5,2 \text{ dm} = 52 \text{ cm},$$

în care:

$C = 210 \text{ J/dm}^3$, din figura 10.8;

$\lambda = 1,75$, din figura 10.9 (la mijlocul intervalului admis).

Din curbele reprezentate în figura 10.10, b , pentru $S_t = 164 \text{ kVA}$ și $p = 5$, rezultă:

$$D = 52 \text{ cm}.$$

După cum se observă, prin ambele metode valoarea diametrului D a rezultat aceeași.

2) Diametrul exterior stator, conform relației (10.22, a):

$$D_e = k_D D = (1,24 \div 1,26) \cdot 52 = 64,5 \div 65,5 \text{ cm},$$

în care:

$k_D = 1,24 \div 1,26$, din tabelul 10.1.

Din tabelul 10.2 se alege:

$$D_e = 650 \text{ mm} = 65 \text{ cm},$$

pentru care rezultă diametrul interior D , recalculat:

$$D = \frac{D_e}{k_D} = \frac{65}{1,25} = 52 \text{ cm}. \quad (11.193)$$

3) Pasul polar:

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi \cdot 52}{10} = 16,3 \text{ cm}.$$

4) Sollicitările electromagnetice A și B_s se stabilesc din figura 10.13, pentru clasa de izolație F, la valorile:

$$A = 375 \text{ A/cm} = 375 \cdot 10^3 \text{ A/m};$$

$$B_s = 0,77 \text{ T}.$$

5) Lungimea ideală, conform relației (10.23):

$$l_i = \frac{60 S_t}{k_B k_{w1} \alpha_i \pi^2 D^2 n_1 A B_s} = \frac{60 \cdot 164 \cdot 10^3}{1,09 \cdot 0,91 \cdot 0,7 \cdot 3,14^2 \cdot 0,52^2 \cdot 600 \cdot 375 \cdot 10^3 \cdot 0,77} = 0,306 \text{ m} = 30,6 \text{ cm}.$$

6) Valoarea (orientativă) a raportului λ :

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau} = \frac{30,6}{16,3} = 1,88,$$

adică se înscrie în limitele indicate în figura 10.9 ($\lambda \approx 0,9 \div 2,3$).

7) Geometria miezului feromagnetic. Se alege construcția divizată a miezului feromagnetic.

Se impun orientativ, având în vedere turația redusă a mașinii și deci condiții de ventilație mai proaste, $n_v = 5$ canale de ventilație radială cu lățimea $b_v = 1 \text{ cm}$.

Pentru $\delta = 1 \text{ mm}$ (v. paragraful următor, 11.23), din figura 4.3 rezultă:

$$b'_v = 8 \text{ mm} = 0,8 \text{ cm}.$$

Lungimea geometrică, conform relației (10.24):

$$l_g = l_i + n_v b'_v = 30,6 + 5 \cdot 0,8 = 34,6 \text{ cm}.$$

Lungimea unui pachet de tole, considerînd că toate pachetele sînt uniforme (vezi fig. 4.2), conform relației (10.25), este:

$$l_1 = \frac{l_g - n_v b_v}{n_g + 1} = \frac{34,6 - 5 \cdot 1}{5 + 1} = 4,95 \text{ cm}.$$

Se adoptă lungimea pachetelor de 5 cm (6 pachete).

Recalculînd, rezultă următoarele dimensiuni ale miezului feromagnetic:

— lungimea fierului miezului feromagnetic (a tuturor pachetelor):

$$l_{Fe} = (n_v + 1) l_1 = (5 + 1) \cdot 5 = 30 \text{ cm}; \quad (11.194)$$

— lungimea geometrică:

$$l_g = l_{Fe} + n_v b_v = 30 + 5 \cdot 1 = 35 \text{ cm}; \quad (11.194, a)$$

— lungimea ideală:

$$l_i = l_g - n_v b'_v = 35 - 5 \cdot 0,8 = 31 \text{ cm}, \quad (11.194, b)$$

fiind apropiată de valoarea rezultată anterior din calcul.

11.23. DETERMINAREA LĂȚIMII ÎNTREFIERULUI

Din figura 10.14, pentru $D = 52$ cm și $2p = 10$, rezultă $\delta \approx 0,8$ mm.
Din relația (10.26) rezultă :

$$\delta \approx 3(4 + 0,7\sqrt{DI_0}) \cdot 10^{-2} = 3(4 + 0,7\sqrt{52 \cdot 35}) \cdot 10^{-2} \approx 1 \text{ mm.}$$

Având în vedere că mașina nu are o turație prea mare și nici o lungime mare, care să impună (tehnologic) majorarea lății întrefierului, se stabilește :

$$\delta = 1 \text{ mm.} \quad (11.195)$$

11.24. ÎNFĂȘURAREA ȘI CRESTĂTURILE STATORULUI

1) Fiind o mașină de joasă tensiune, de putere medie și al cărei curent nominal nu are o valoare prea mare, se observă că este relativ ușor ca, pentru înfășurarea statorului să se utilizeze un conductor rotund rezultând astfel o înfășurare din sîrmă rotundă, ale cărei avantaje tehnologice și funcționale sînt cunoscute (formare ușoară, deschidere mică a creștăturii etc.).

Pentru o astfel de înfășurare din sîrmă rotundă, în conformitate cu indicațiile de la paragraful 10.5 și din tabelul 10.3, se va folosi o creștătură trapezoidală de forma indicată în figurile 10.15, b și c.

Înfășurarea va fi în două straturi, bobinele avînd capetele frontale rotunde, ca în figura 10.41. Izolația conductorului este din email tereftalic (ET), corespunzător clasei de izolație F.

Modul de aranjare al conductoarelor în creștătură, izolația creștăturii și materialele utilizate sînt în conformitate cu anexa 10, figura 10-I, b (însă pentru o creștătură stator — de forma indicată în figura 10.15, c) și tabelul 10-I.

Izolația creștăturii este constituită din două folii izolante cu grosime de 0,25 mm fiecare (total 0,5 mm pe o parte).

2) Numărul de creștături ale statorului :

$$Z_1 = 2pm_1q_1 = 10 \cdot 3 \cdot 3 = 90, \quad (11.196)$$

în care s-a ales, conform recomandărilor date de relațiile (10.29) :

$$q_1 = 3.$$

3) Pasul dentar al statorului :

$$l_1 = \frac{\pi D}{Z_1} = \frac{\pi \cdot 52}{90} = 1,81 \text{ cm,} \quad (11.197)$$

care se încadrează în limitele orientative indicate de relațiile (10.28, a).

4) Pasul principal al înfășurării, în conformitate cu relația (10.27) :

$$y_1 \approx \frac{5}{6} \quad y_2 = \frac{5}{6} \quad m_1q_1 = \frac{5}{6} \cdot 3 \cdot 3 = 7,5 \text{ creștături.}$$

Se alege $y_1 = 7$ (nr. impar), deoarece permite realizarea înfășurării atît cu bobine egale cît și neegale (cazul lui $n_{c1} = \text{număr impar}$).

5) Factorul de înfășurare al statorului (valoare exactă), rezultă din anexa 1, tabelul 1-I :

$$k_{w1} = 0,902.$$

6) Numărul de spire pe fază, conform relației (10.31), este :

$$w_1 = \frac{k_E U_1}{4k_{df1}k_{w1}\Phi} = \frac{0,96 \cdot 380}{4 \cdot 1,09 \cdot 50 \cdot 0,902 \cdot 0,0272} = 68,5 \text{ spire,}$$

în care, conform relației (10.12) :

$$\Phi = \alpha_i \tau l_i B_8 = 0,7 \cdot 0,163 \cdot 0,31 \cdot 0,77 = 0,0272 \text{ Wb.}$$

7) Numărul de conductoare efective, dintr-o creștătură :

— pentru $a_1 = 1$:

$$n_{c1} = \frac{2m_1a_1w_1}{Z_1} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 1 \cdot 68,5}{90} = 4,55 ;$$

— pentru $a_1 = 2$ (2 căi de curent în paralel pe fiecare fază) :

$$n_{c1} = \frac{2m_1a_1w_1}{Z_1} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 68,5}{90} = 9,1 ;$$

— pentru $a_1 = 5$ (5 căi de curent în paralel pe fiecare fază) :

$$n_{c1} = \frac{2m_1a_1w_1}{Z_1} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 68,5}{90} = 22,83.$$

Se alege ultima variantă cu :

$$a_1 = 5 ;$$

$$(11.198)$$

$$n_{c1} = 22,$$

ceea ce înseamnă că înfășurarea va avea bobine egale cu cîte 11 spire fiecare. Numărul de spire real pe fază (valoare recalculată) :

$$w_1 = \frac{Z_1 n_{c1}}{2m_1a_1} = \frac{90 \cdot 22}{2 \cdot 3 \cdot 5} = 66 \text{ spire} = \text{număr întreg.} \quad (11.199)$$

Verificarea condițiilor de simetrie ale înfășurării (v. paragraful 10.5.2) :

1) Conform relației (10.32, a) :

$$\frac{Z_1}{m_1a_1} = \frac{90}{3 \cdot 5} = 6 = \text{număr întreg.} \quad (11.200)$$

2) Conform relației (10.33) :

$$\frac{2p}{a_1} = \frac{10}{5} = 2 = \text{număr întreg.} \quad (11.200, a)$$

3) Conform relației (10.34) :

$$w_1 = \frac{Z_1 n_{c1}}{2m_1a_1} = 66 = \text{număr întreg (v. rel. 11.199).}$$

4) Conform relației (10.35) :

$$\frac{Z_1}{m_1l} = \frac{90}{3 \cdot 5} = 6 = \text{număr întreg,} \quad (11.200, b)$$

unde cel mai mare divizor comun al lui $p = 5$ și $Z_1 = 90$ este $l = 5$.

Deoarece $a_1 = 5$, adică fiecare fază va avea 5 căi de curent în paralel, pentru a evita apariția curenților de circulație între ele, care pot produce zgomote și vibrații suplimentare (vezi observația de la paragraful 10.5.2), nu se va folosi o singură stea comună ci se vor executa 5 stele cu nului separate (nelegate galvanic între ele).

8) Verificarea încadrării în limite a solicitărilor electromagnetice :
— pătura de curent, conform relației (10.36) :

$$A = \frac{p_c I_N}{a_1 t_1} = \frac{22 \cdot 150}{5 \cdot 1,81} = 365 \text{ A/cm}, \quad (11.201)$$

apropiată de valoarea aleasă inițial din curbe ($A = 375 \text{ A/cm}$) ;

— inducția magnetică maximă în întrefier, conform relației (10.37) :

$$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha_r t_l} = \frac{0,0281}{0,7 \cdot 0,163 \cdot 0,31} = 0,795 \text{ T}, \quad (11.201. a)$$

în care valoarea fluxului magnetic maxim util, pe un pol, conform relației (10.38), este :

$$\Phi = \frac{E_1}{4k_p f_1 w_1 k_{p1}} = \frac{365}{4 \cdot 1,09 \cdot 50 \cdot 66 \cdot 0,902} = 0,0281 \text{ Wb}. \quad (11.202)$$

După cum se observă, valoarea lui B_δ rezultată este ceva mai mare ca cea aleasă din curbe, însă în limite. Acest lucru era de așteptat, întrucât A a rezultat sub valoarea aleasă din curbe.

9) Dimensiunile conductorului și ale creștăturii.

a) Secțiunea conductorului efectiv, conform relației (10.39), este :

$$s_{\text{con}} = \frac{I_N}{a_1 J_1} = \frac{150}{5 \cdot 6,25} = 4,8 \text{ mm}^2.$$

Se aleg $n_f = 2$ fire în paralel, cu diametrul de 1,8 mm, izolate cu email tereftalic, adică (din STAS 685-74-anexa 5) se adoptă :

conductor Cu Em Φ 1,8 ET $\Rightarrow s_{\text{nom}} = 2,54 \text{ mm}^2$.

Diametrul conductorului izolat, conform anexei 9 (se ia grosimea bilaterală a izolației de 0,1 mm în loc de 0,08 mm, pentru a fi acoperitor), este :

$$d_{i2} = 1,9 \text{ mm}.$$

Densitatea reală de curent va fi :

$$J_1 = \frac{I_N}{a_1 J_1 s_{\text{nom}}} = \frac{150}{5 \cdot 2 \cdot 2,54} = 5,9 \text{ A/mm}^2, \quad (11.203)$$

care, avînd în vedere turația redusă a mașinii, se consideră corespunzătoare.

b) Dimensiunile creștăturii (trapezoidală) rezultă din construcția grafică, la scară, efectuată pentru o lățime constantă a dintelui și o valoare a secțiunii nete a creștăturii, determinată astfel încît coeficientul de umplere al acesteia să se încadreze în limitele admisibile.

— Lățimea constantă a dintelui, conform relației (10.41) :

$$b_d = \frac{t_1 t_l B_\delta}{k_{fe} l_{fe} B_{\text{admm}}} = \frac{1,81 \cdot 31 \cdot 0,795}{0,95 \cdot 30 \cdot 1,6} = 0,97 \text{ cm} = 9,7 \text{ mm}, \quad (11.204)$$

în care, conform paragrafului 10.4.2 B, s-a ales $B_{\text{admm}} = 1,6 \text{ T}$.

Se definitivează lățimea constantă a dintelui la valoarea $b_d = 9,5 \text{ mm}$, pentru care rezultă inducția magnetică în dinte :

$$B'_d = \frac{t_1 t_l B_\delta}{k_{fe} l_{fe} b_d} = \frac{1,81 \cdot 31 \cdot 0,795}{0,95 \cdot 30 \cdot 9,5} = 1,64 \text{ T}. \quad (11.204. a)$$

— Secțiunea netă a creștăturii (este secțiunea ocupată de conductoare — fără izolația creștăturii, fără pană și fără istmul acesteia), conform relației (10.42) :

$$S'_{cr} = \frac{n_{tot} d_{i2}^2}{k_u} = \frac{44 \cdot 1,9^2}{0,7} = 227 \text{ mm}^2, \quad (11.205)$$

în care :

$$n_{tot} = n_{c1} n_f = 22 \cdot 2 = 44 \text{ conductoare};$$

$$k_u = 0,7.$$

— Deschiderea istmului creștăturii, conform relației (10.42. a)

$$a_s \geq d_{i2} + 1,5 \text{ mm} = 1,9 + 1,5 = 3,4 \text{ mm}.$$

Se stabilește valoarea $a_s = 4 \text{ mm}$.

Se efectuează construcția grafică, la scară mărită (de exemplu 2 : 1), reprezentată în figura 11.8, conform căreia rezultă :

$$S'_{cr} = \frac{b_1 + b_2}{2} h = \frac{8 + 9,8}{2} \cdot 25,5 = 227 \text{ mm}^2, \quad (11.206)$$

adică egală cu valoarea calculată (rel. 11.205).

Se stabilesc astfel următoarele dimensiuni definitive ale creștăturii (v. fig. 11.8) :

— înălțimea creștăturii : $h_{c1} = 31 \text{ mm}$;

— lungimea bazei mari a trapezului :

$$B = \frac{\pi(D + 2h_{c1})}{Z_1} \Rightarrow b_d = \frac{\pi(52 + 2 \cdot 3,1)}{90} \cdot 0,95 = 1,08 \text{ cm} = 10,8 \text{ mm} ;$$

— lungimea bazei mici a trapezului :

$$b = \frac{\pi(D + 2 \cdot 0,4)}{Z_1} \Rightarrow b_d = \frac{\pi(52 + 0,8)}{90} \cdot 0,95 = 0,9 \text{ cm} = 9 \text{ mm} ;$$

— înălțimea trapezului : $h_1 = 27 \text{ mm}$.

10) Verificarea inducției magnetice maxime în jugul statorului :

— înălțimea jugului statorului, conform relației (10.45. a) :

$$h_{j1} = \frac{D_s - D}{2} \Rightarrow h_{c1} = \frac{65 - 52}{2} = 3,1 = 3,4 \text{ cm}; \quad (11.207)$$

— inducția magnetică maximă în jugul statorului, conform relației (10.45) :

$$B_{j1} = \frac{\Phi}{2k_{fe} l_{fe} h_{j1}} = \frac{0,0281}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,3 \cdot 0,034} = 1,45 \text{ T}. \quad (11.208)$$

adică în limite (v. paragraful 10.4.2 B).

Aceasta înseamnă că dimensionarea statorului este bine făcută.

În continuare, mersul calculului pentru celelalte elemente ale mașinii este similar cu cel expus în exemplele anterioare din cazul 1.

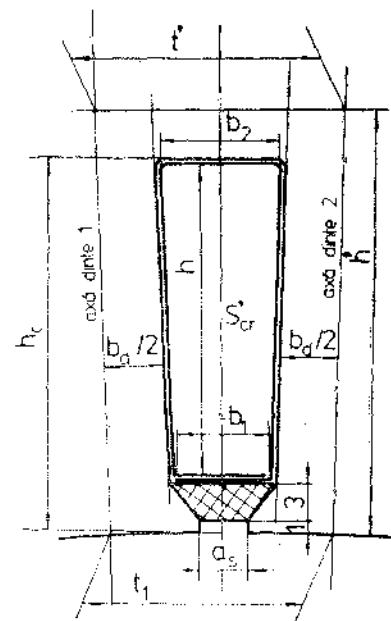


Fig. 11.8. Construcția grafică, la scară, de dimensionare a creștăturii trapezoidale pentru statorul motorului de 132 kW, 380 V, 600 rot/min.

Capitolul 12. ELEMENTELE CONSTRUCTIVE ALE MAȘINILOR SINCRONE

Mașina sincronă este caracterizată de faptul că turația rotorului se găsește în raport constant cu frecvența rețelei la care este conectată, iar cîmpul magnetic inductor este produs de un sistem de poli, a căror înfășurare este alimentată în curent continuu, numită înfășurare de excitație.

Ca și celelalte mașini electrice rotative și mașina sincronă se compune de asemenea, din trei părți principale: statorul, rotorul și părțile constructive, dar prezintă o largă varietate constructivă.

În funcție de rolul pe care îl îndeplinesc cele două armături, se disting:

— *mașini sincrone în construcție normală*, cu statorul indus și rotorul inductor;

— *mașini sincrone în construcție inversă*, cu statorul inductor și rotorul indus.

În lucrare se are în vedere construcția normală (fig. 14.3), fiind cea mai răspîndită; construcția inversă se întâlnește la mașinile de puteri relativ scăzute și în special la mașinile sincrone folosite ca excitatoare pentru sistemele de excitație fără perii, compuse din generatorul sincron care debitează pe redresorul rotitor (v. paragraful 13.10 și fig. 13.22).

Din punctul de vedere al poziției axei rotorului, mașinile sincrone pot fi:

— orizontale (turbogeneratoarele și marea majoritate a mașinilor sincrone de uz general);

— verticale (în special hidrogeneratoarele).

● **Statorul** mașinilor sincrone în construcția normală are aceleași elemente constructive ca și statorul mașinilor asincrone (v. cap. 9), cu următoarele observații:

— înfășurarea indusului se face frecvent cu număr de creștături pe pol și fază q fracționar, în special pentru $q < 4$ (v. par. 13.4.1);

— se impune o consolidare mecanică mai bună a capetelor înfășurării indusului, datorită valorilor mari ale curenților de scurtcircuit ce pot apărea în regim tranzitoriu;

— deoarece la puteri mari curenții sînt și ei foarte mari (cazul turbogeneratoarelor), înfășurarea statorică se execută din bare, cu mai multe conductoare în paralel și transpuse (v. fig. 5.13, b);

— izolația conductoarelor și înfășurării pentru turbogeneratoare și hidrogeneratoare ridică probleme deosebite, deoarece tensiunile de lucru sînt relativ mari (pînă la 30 kV);

— răcirea înfășurării statorice se face indirect pentru puteri pînă la 50–100 MW și direct, cu gaz (aer sau hidrogen) sau cu lichid (apă sau ulei), pentru puteri și mai mari; în cel de al doilea caz se utilizează conductoare tubulare;

— la mașinile mari, carcasa se execută exclusiv din oțel (în construcție turnată sau sudată). În cazul răcirii cu hidrogen, carcasa se dimensionează pentru a putea prelua eforturile ce apar în cazul unei eventuale explozii, acordîndu-se atenție deosebită etanșării față de exterior;

— construcția celor două scuturi la mașinile verticale (hidrogeneratoare) este diferită, unul din acestea poartă lagărul axial de susținere numit crapodină (care suportă greutatea rotorului și reacțiunea apei din turbină),

iar celălalt poartă lagărul radial de ghidare. Lagărele sînt susținute de un sistem de brațe, iar statorul se sprijină pe fundația de beton cu toată periferia.

● **Rotorul** mașinilor sincrone prezintă trei variante constructive: cu poli aparenti, cu poli înecați și varianta combinată.

A. Rotorul cu poli aparenti

Se utilizează pentru mașinile sincrone de puteri medii și mari, la turații scăzute (sub 1 500 rot/min), cînd nu se pun probleme deosebite din punct de vedere mecanic. Această soluție constructivă are următoarele avantaje: permite obținerea unei forme de distribuție în spațiu a cîmpului magnetic inductor mai apropiată de sinusoidă, necesită o tehnologie mai simplă și mai economică, asigură o amplasare mai ușoară a coliviei de amortizare (pornire). Ridică totuși probleme în ceea ce privește consolidarea polilor și a înfășurării de excitație.

Rotorul cu poli aparenti (v. par. 5.1.2 C) se compune, în general din arbore, butuc (jug rotorice), poli și înfășurarea de excitație.

Butucul poate fi separat de arbore (fig. 13.5, c, d și fig. 14.3, a), în cazul cînd diametrul interior al rotorului D_{ir} este mai mare decît 8–10 cm, sau face corp comun cu arborele (fig. 13.6), în cazul cînd din calcule rezultă pentru D_{ir} valori mici sau chiar negative. În primul caz butucul se execută prin împachetare din tole de tablă de oțel cu grosimea de 1.5–3 mm, cînd nu mai necesită prelucrări mecanice, sau din oțel forjat, cînd volumul prelucrărilor mecanice este foarte mare; în al doilea caz jugul rotorice este constituit de însuși corpul arborelui.

De butuc se fixează poli aparenti prin cozi de rîndunică (fig. 13.5, c) sau în „T” (fig. 13.5, d), locașul cozilor rezultînd din ștanțare (la butucii împachetați din tole) sau prin prelucrări mecanice (la butucii turnați sau forjați).

Miezul feromagnetic al *polilor* se execută prin turnare ori forjare (la puteri mici) sau, cel mai frecvent, prin împachetare din tole de tablă de oțel cu grosimea de 1–2.5 mm. Soluțiile constructive ale polilor aparenti sînt prezentate în par. 5.1.2 C. Tălpile polare masive, separate, se folosesc din ce în ce mai rar, deoarece din cauza armonicilor de dinți, apar pierderi suplimentare de suprafață foarte mari și de asemenea se obțin uneori caracteristici de pornire în asincron (ca motor) slabe.

Prinderea polilor de butuc prin sistemul coadă de rîndunică (fig. 13.5, c și fig. 14.3, a) este cea mai folosită, iar prinderea cu coadă „T” (fig. 13.5, d) se utilizează pentru solicitări mecanice mari. Cînd diametrul rotorului este mult mai mare decît diametrul arborelui, iar mașina are poli mulți (turație mică), atunci poli se fixează pe o roată polară cu ajutorul șuruburilor (fig. 13.5, a).

În piesele polare se prevăd creștături pentru barele *înfășurării de amortizare* și de pornire în asincron la motoare și compensatoare (fig. 13.5, c și d și fig. 14.3, a), executate din cupru sau aluminiu la generatoare și din alamă sau oțel (mai rar) la motoare și compensatoare. Barele sînt scurtcircuitate la cele două capete cu segmente de inel, care prin conectarea între ele formează inele complete (v. par. 5.2.4 E).

Înfășurarea de excitație se execută sub formă de bobine concentrate (v. par. 5.2.3), din conductor rotund sau profilat izolat (fig. 13.18). La puteri medii și mari se utilizează conductoare din benzi de cupru, indoite pe cant

(fig. 13.21), care asigură o umplere mai bună a spațiului dintre poli și o răcire mai eficace.

Consolidarea înfășurării de excitație (v. par. 5.3.1 C) se face cu ajutorul distanțoarelor de diferite forme (fig. 13.19).

B. Rotorul cu poli înecați

Se utilizează, în special, la turații mari și reprezintă o piesă complexă din punct de vedere constructiv și tehnologic.

La mașinile sincrone cu puteri până la 1 000 kVA, miezul feromagnetic al rotorului se execută din interiorul tolelor statorice (fig. 13.5, b), similar ca la mașina asincronă. Tolele rotorului se obțin în acest caz prin ștanțare.

Pentru puteri și turații mari, miezul feromagnetic al rotorului este masiv și compact cu arborele (fig. 13.11) și se execută din oțel sau aliaje ale acestuia de mare rezistență, creștăturile obținându-se prin prelucrări mecanice.

Soluțiile constructive ale rotoarelor cu poli înecați sînt prezentate în par. 5.1.2 D.

Înfășurarea de excitație se execută sub formă de bobine concentrice, plasate în creștături (fig. 13.20). Forma conductorului (rotund, profilat sau sub formă de bară), depinde de puterea mașinii, iar creștăturile bobinate sînt repartizate pe aproximativ două treimi din pasul polar. Creștăturile rotorice sînt, în mod obișnuit radiale, cu pereți paraleli (fig. 12.1, a-f) sau sub formă trapezoidală (fig. 12.1, g și h).

Consolidarea înfășurării în creștături se face cu ajutorul penelor (din sticlătextolit la puteri mici și medii și metalice la puteri mari), iar în partea frontală cu ajutorul bandajelor (v. par. 5.3.1). Formele constructive ale penelor pentru turbogeneratoare sînt prezentate în figura 12.1 (poziția 6).

La rotoarele cu poli înecați, *înfășurarea de amortizare* se realizează, cel mai frecvent, din bare plasate în creștăturile din dinte mare (fig. 13.5, b și fig. 14.9), iar inelele de scurtcircuitare a barelor sînt plasate la capetele miezului rotoric, sub baza creștăturilor bobinate. În cazul turbogeneratoarelor, înfășurarea de amortizare este realizată din benzi de cupru plasate în toate creștăturile, sub pene.

Dimensionarea rotorului cu poli înecați depinde de sistemul de răcire, care poate fi:

- răcirea indirectă prin ventilarea numai a suprafeței exterioare a cilindrului rotoric, a capetelor frontale ale înfășurării și a canalelor de ventilație (cînd există) — soluție aplicată la mașinile de puteri pînă la aproximativ 50 MW;

- răcirea indirectă cu mărirea suprafeței de convecție prin executarea de canale în dinții rotorici (fig. 12.1, b și d);

- răcirea directă a conductoarelor cu aer sau cu hidrogen, în care scop se prevăd canale transversale în conductoare (fig. 12.1, e) sau se utilizează conductoare tubulare (fig. 12.1, c-h) prin care trece mediul de răcire;

- utilizarea criomașinilor, adică a mașinilor care funcționează la temperaturi foarte scăzute, cînd materialele conductoare devin supraconductoare.

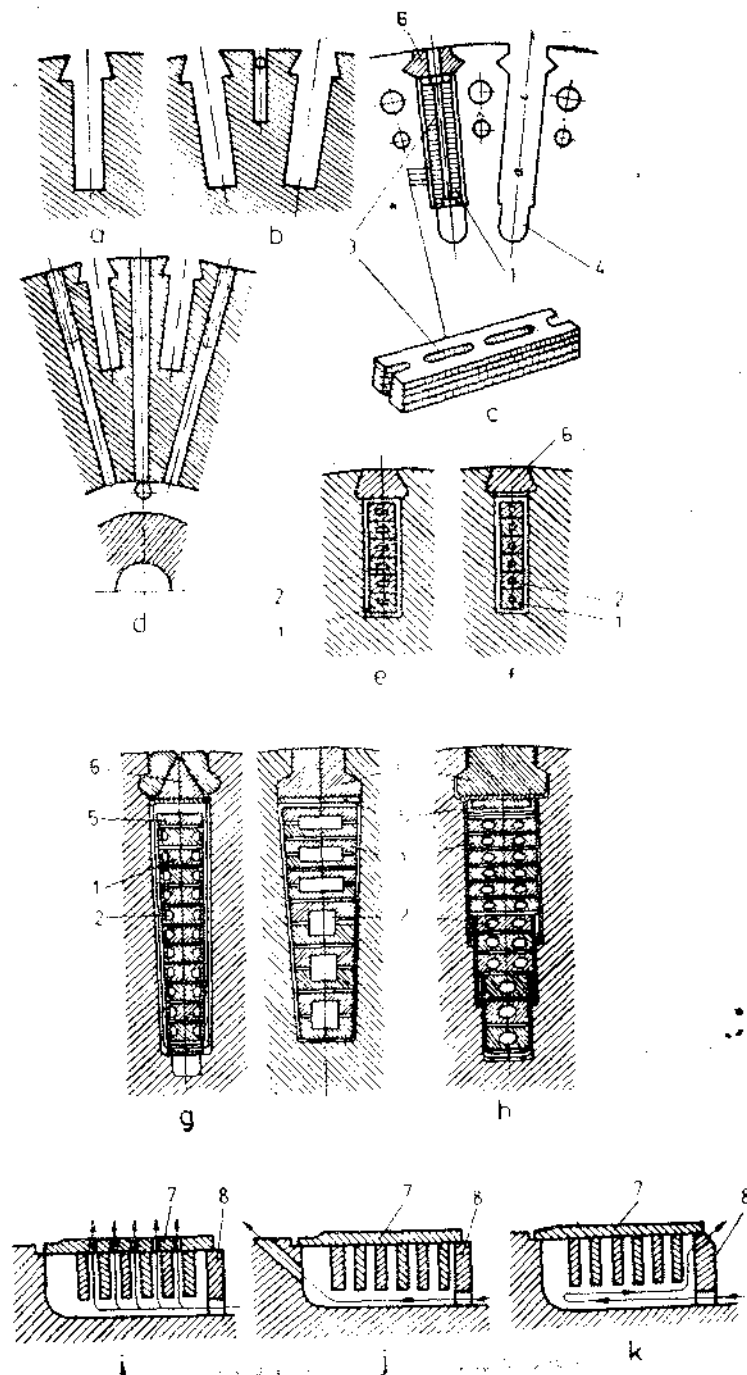


Fig. 12.1. Creștături rotorice pentru mașinile sincrone cu poli înecați, cu răcire directă și indirectă (a...h), respectiv consolidarea și răcirea capetelor frontale (i...k):

1 — conductoare; 2 — canale longitudinale în conductoare; 3 — canale transversale în conductoare; 4 — canal longitudinal la baza creștăturii; 5 — bare ale înfășurării de amortizare; 6 — pene de creștătură; 7 — bandaje masive de consolidare; 8 — inele de centrare a bandajelor.

C. Rotorul în variantă combinată (fig. 13.7)

Acesta prezintă anumite avantaje față de variantele anterioare [6] (v. par. 5.1.2 E).

Această soluție constructivă este prezentată în figurile 13.7 și 14.6.

Rotorul are piese polare similare cu cele de la poli aparenti și înfășurare de excitație similară cu cea de la poli înecați, de unde și denumirea de *variantă combinată*.

Inelele colectoare (v. par. 5.9) se plasează în partea opusă acționării (fig. 14.3) în interiorul mașinii sau în afara circuitului de răcire (cel mai frecvent). Dacă este necesar, se închid și ele în cutii (camere) separate, în care se aduce aer de răcire.

Excitația mașinilor sincrone se face de la generatoare de curent continuu sau de la generatoare sincrone în construcție inversă conectate pe redresoare cu diode, rotitoare (așa-zisa *excitație fără perii*). Deoarece evită colectorul mașinii de curent continuu și elimină inelele colectoare, excitația statică fără perii se utilizează din ce în ce mai mult. Există însă și generatoare sincrone de *excitație cu redresoare și inele colectoare*.

Utilizarea tiristoarelor în locul diodelor este întâlnită la generatoarele sincrone de mare putere și are avantajul că permite dezexcitarea rapidă în caz de avarie.

La mașinile sincrone de puteri mici și medii, excitatoarea poate fi montată în consolă pe capătul arborelui. În cazul excitatoarelor mari se prevede excitatoare auxiliară cuplată mecanic cu excitatoarea principală.

Generatoarele de puteri foarte mari sunt excitate de la grupuri convertizoare separate (grupul se alimentează în curent alternativ și furnizează curent continuu) sau de la redresoare, în care caz curentul alternativ se obține fie printr-un transformator conectat la bornele generatorului, fie de la o mașină auxiliară cuplată pe arborele generatorului.

OBSERVAȚII.

1) La generatoarele sincrone antrenate de motoare Diesel și la motoarele sincrone ce antrenează compresoare lente, pentru o bună funcționare, se impune adoptarea unui diametru mare și lungime mică sau montarea unui volant pe arbore (în scopul creșterii momentului de inerție).

2) În cazul generatoarelor sincrone utilizate pe nave, se are în vedere ca acestea să poată funcționa corespunzător și în cazul în care axa lor se înclină cu 15° în lungul axei față de orizontală sau cu 30° în direcție transversală; în acest scop se prevăd lagăre corespunzătoare.

3) Fiind generatoare de putere reactivă și deci netransmițând cuplul la arbore, compensatoarele sincrone au arborele subdimensionat mecanic, în schimb au înfășurarea de excitație supradimensionată.

4) Hidrogeneratoarele se dimensionează mecanic pentru turația de ambalare, care se ia în mod obișnuit de 1,8 ori mai mare decât cea nominală, iar gabaritul lor se determină și în funcție de posibilitățile de transport până la destinație.

Capitolul 13. CALCULUL ELECTROMAGNETIC AL MAȘINII SINCRONE

Sunt cunoscute calitățile deosebite ale mașinilor sincrone, atât ca generator, cât și ca motor.

Ca generator, mașina sincronă se folosește, practic în exclusivitate, în procesul de producere a curentului electric alternativ.

Ca motor, mașina sincronă prezintă o importanță cu totul aparte, atât prin funcționarea sa la turație constantă, cât mai ales datorită posibilității de a acționa asupra cuplului motor prin trei elemente: tensiune, frecvență și excitație. Aceasta face ca folosirea motorului sincron să cuprindă domenii din ce în ce mai largi, în special, odată cu apariția posibilităților de reglare a tensiunii și frecvenței prin circuite cu semiconductoare.

Din aceste motive, mașinile sincrone s-au dezvoltat și au evoluat continuu atât spre forme constructive specifice ca: turbogeneratoare, hidrogeneratoare, motoare sincrone speciale etc., cât și spre forme generale noi — cum este rotorul în variantă combinată, invenție dr. ing. Ion Cioc (v. fig. 14.6), care îmbină avantajele funcționale ale mașinilor sincrone cu poli aparenti cu avantajele economice ale mașinii sincrone cu poli înecați.

Mașinile sincrone prezintă o largă varietate constructivă.

Astfel, în funcție de forma constructivă a rotorului se disting:

- mașini cu poli aparenti (v. fig. 13.5, *a*, *c* și *d*);
- mașini cu poli înecați (v. fig. 13.5, *b* și fig. 14.9);
- mașini cu rotorul în variantă combinată (v. fig. 13.7 și fig. 14.6).

În funcție de modul cum sunt amplasate cele două armături (indusul și inductorul) se disting:

— *mașini în construcție normală*, cu statorul indus și rotorul inductor (cu înfășurarea de excitație);

— *mașini în construcție inversă*, cu statorul inductor (similar ca la mașinile de curent continuu, însă fără poli auxiliari) și rotorul indus (cu înfășurarea trifazată legată la inelele colectoare).

Cea mai răspândită formă este construcția normală cu statorul indus, construit identic ca la mașina asincronă și rotorul ca inductor în una din cele trei forme constructive posibile (poli aparenti, înecați sau variantă combinată).

În cele ce urmează se va avea în vedere mașina sincronă trifazată în construcție normală, atât pentru regimul de generator cât și pentru cel de motor.

Calculul și construcția mașinii sincrone ca și la celelalte mașini, se fac pornind de la anumite date care să precizeze atât performanțele tehnice cât și cele constructive și funcționale.

Așadar, tema de proiectare a unei mașini sincrone cuprinde următoarele date:

A. Datele nominale:

a) *puterea nominală*:

— pentru generator: S_N , în VA sau kVA;

— pentru motor: P_N , în W sau kW;

b) *tensiunea nominală* U_N , în V sau kV, care este tensiunea de linie;

c) *numărul de faze* m ; pentru trifazat $m = 3$;

- d) *turația sincronă* n_1 , în rot/min ;
e) *frecvența* f_1 , în Hz, care :
— pentru motor este frecvența tensiunii de alimentare ;
— pentru generator este frecvența tensiunii furnizate la borne ;
f) *factorul de putere* $\cos \varphi_N$, care dacă nu se impune, se alege din STAS 1893/1-87 și anume :
— $\cos \varphi_N = 0,8$ (inductiv) — pentru generator ;
— $\cos \varphi_N = 0,9$ (capacitiv) — pentru motor ;
— $\cos \varphi_N = 0$ — pentru compensator (generator de energie reactivă).

B. Datele funcționale și constructive :

- *gradul de protecție* conform STAS 625-85 ;
— *alte condiții specifice legate de tipul constructiv*, mediu și altitudinea de funcționare, serviciul de lucru ($S_1, S_2, \dots$).

La motorul sincron se mai impun și caracteristicile de pornire în asincron : $M_p/M_N, I_p/I_N, M_i/M_N$ necesare la dimensionarea coliviei de pornire (M_i este cuplul de intrare în sincronism, la alunecarea $s = 0,05$).

În funcție de destinația mașinii, mai pot fi impuse și unele mărimi esențiale :

- *raportul de scurtcircuit* $RSC = 1/x_d$, unde reactanța sincronă longitudinală $x_d = 0,8 \div 1,7$ u.r. ;
— *viteza periferică* ;
— *momentul de volant* GD^2 etc.

O importanță deosebită pentru datele de proiectare o au, uneori, condițiile concrete în care este pusă să funcționeze mașina, cerute de destinația acesteia, care pot fi hotărâtoare în stabilirea soluției constructive. Astfel, pentru turbogeneratoare, ale căror puteri și turații sînt mari, se are în vedere, de fiecare dată, la stabilirea definitivă a soluției adoptate, rezolvarea, mai întîi, a problemelor mecanice și, apoi, încadrarea în performanțele impuse a parametrilor și caracteristicilor tehnico-economice.

În cazul hidrogeneratoarelor, caracterizate prin puteri mari, însă la turații reduse, cerute de condițiile specifice ale turbinelor folosite, problemele esențiale ce trebuie rezolvate, datorită dimensiunilor mari care rezultă, sînt legate, în primul rînd, de posibilitățile de transport pînă la destinație, în funcție de care se adoptă cele mai indicate soluții, atît pentru stator, cît și pentru rotor, soluții care trebuie să corespundă evident, și din punct de vedere mecanic și al performanțelor tehnico-economice.

O categorie aparte o constituie, în ultimul timp, generatoarele sincrone destinate tracțiunii electrice. Sub aspect funcțional, care influențează datele de proiectare, aceste mașini prezintă următoarele particularități :

- sarcina lor, constituită din puntea redresoare, este puternic deformată pentru mărimile sinusoidale. Se au în vedere deci pierderile suplimentare ce apar ;

— sistemul de amortizare al acestora trebuie să fie foarte puternic, pentru ca armonicile superioare să nu pătrundă și în inductor ;

— datele nominale sînt indicate, de regulă, pentru două situații posibile în funcționare : a) tensiune maximă și curent de sarcină minim corespunzătoare vitezei de croazieră a locomotivei ; b) tensiune minimă și curent de sarcină maxim corespunzătoare condițiilor grele de funcționare ale locomotivei. Se observă deci că mașina trebuie dimensionată pentru ambele situații : în prima situație predomină solicitările magnetice, iar în cea de a doua solicitările electrice.

Alte aspecte care pot influența datele de proiectare ale mașinii sînt legate de tipul și forma constructivă, condiții de mediu, altitudine, sistem de ventilație etc. În lucrare se au în vedere mașinile cu condiții normale indicate de STAS 1893/1-87, în construcție protejată (tip IP 23) și cu autoventilație (ventilator propriu) ; pentru alte condiții sînt prevăzute, la fiecare paragraf, observații corespunzătoare.

Calculul electromagnetic are drept scop, în prima etapă, stabilirea dimensiunilor mașinii pe baza datelor din tema de proiectare și a solicitărilor electromagnetice recomandate, iar în a doua etapă calculul parametrilor și caracteristicilor tehnice obținute din geometria adoptată.

Dacă aceste performanțe coincid cu cele impuse prin tema de proiectare, înseamnă că dimensionarea este bine făcută urmînd să se treacă la etapele următoare de proiectare ale mașinii : calculul mecanic, de ventilație, termic și proiectarea construcției.

13.1. CALCULUL PRINCIPALELOR MĂRIMI

13.1.1. CURENTUL NOMINAL PE FAZA I_N

a) Pentru conexiunea fazelor în stea (Y)

$$I_{NG} = \frac{S_N}{\sqrt{3}U_N} \quad [\text{A}] \quad (13.1)$$

relație valabilă în cazul funcționării mașinii în regim de generator.

Pentru motor, ținînd cont că

$$S_N = \frac{P_N}{\eta_N \cos \varphi_N} \quad [\text{VA}] \quad (13.2)$$

unde η_N este randamentul nominal al motorului care, inițial, se estimează din curba $\eta = f(P_N, n_1)$ din figura 10.1, rezultă

$$I_{NM} = \frac{P_N}{\sqrt{3}U_N \eta_N \cos \varphi_N} \quad [\text{A}] ; \quad (13.3)$$

b) Pentru conexiunea fazelor în triunghi (Δ)

$$I_{NG} = \frac{S_N}{mU_N} \quad [\text{A}] \quad (13.1, a)$$

pentru generator și

$$I_{NM} = \frac{P_N}{mU_N \eta_N \cos \varphi_N} \quad [\text{A}] \quad (13.2, a)$$

pentru motor.

OBSERVAȚIE. Pentru conexiunea stea, curentul nominal pe fază este același cu cel de linie. Pentru conexiunea triunghi însă, curentul determinat cu relația (13.1, a) sau (13.2, a) este cel de fază ; curentul nominal de linie și care se scrie pe eticheta mașinii (în funcție de care se dimensionează conductoarele de alimentare) este

$$I_{Nl} = \sqrt{3} I_N \quad [\text{A}].$$

13.1.2. TENSIUNEA ELECTROMOTOARE (t.e.m.) REZULTANTA DE FAZĂ E_1

T.e.m. rezultantă de fază se deduce, ca valoare, din ecuația de funcționare a generatorului sincron

$$\underline{E}_1 = \underline{U}_1 + \underline{Z}_1 I_1 \quad (13.4)$$

în care impedanța, pe fază a statorului

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_{\sigma 1}$$

Presupunind că $R_1 \ll X_{\sigma 1}$, din reprezentarea fazorială a ecuației de tensiuni (fig. 13.1) rezultă

$$E_1 = \overline{OB} = \overline{OA} + \overline{AB}$$

unde :

$\overline{OA} \approx U_1$ — tensiunea pe fază. Pentru tensiunea nominală, rezultă :

$$U_{1N} = \frac{U_N}{\sqrt{3}}, \text{ la conexiunea stea (Y);}$$

$$U_{1N} = U_N, \text{ la conexiunea triunghi (\Delta);}$$

$$\overline{AB} = X_{\sigma 1} I_1 \sin \varphi.$$

Deci :

$$E_1 = U_1 + X_{\sigma 1} I_1 \sin \varphi. \quad (13.4, a)$$

Dacă relația (13.4, a) se împarte cu U_1 și se notează

$$k_E = \frac{E_1}{U_1},$$

rezultă

$$k_E = \frac{E_1}{U_1} = 1 + \frac{X_{\sigma 1} I_1}{U_1} \sin \varphi = 1 + x_{\sigma 1} \sin \varphi, \quad (13.4, b)$$

în care :

$$x_{\sigma 1} = \frac{X_{\sigma 1} I_1}{U_1} \text{ (u.r.) este reactanța de scăpări pe}$$

fază a statorului în unități relative (la sarcină nominală $I_1 = I_N$ și $U_1 = U_{1N}$).

T.e.m. de fază rezultă astfel, în final (valoare estimativă):

$$E_1 = k_E U_1 \text{ și } E_{1N} = k_E U_{1N} \text{ [V]}. \quad (13.5)$$

De obicei, pentru valorile obișnuite ale lui $x_{\sigma 1}$ și $\sin \varphi_N$ (în funcție de $\cos \varphi_N$) rezultă :

$$k_E = 1,08 \text{ pentru generatoare } (\cos \varphi_N = 0,8);$$

$$k_E = 1,15 \div 1,18 \text{ pentru compensatoare } (\cos \varphi_N = 0);$$

$$k_E = 1,05 \div 1,06 \text{ pentru motoarele sincrone supraexcitate. } (\cos \varphi_N = 0,9 \text{ capacitiv}).$$

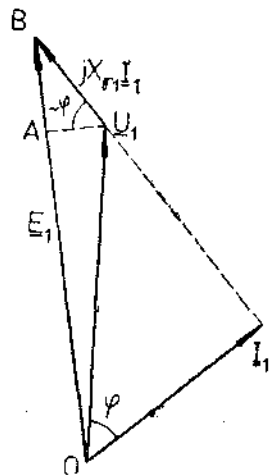


Fig. 13.1. Reprezentarea fazorială a ecuației (13.4), pentru cazul cînd $R_1 \ll X_{\sigma 1}$.

13.13. PUTEREA APARENTĂ INTERIOARĂ S_i

Puterea aparentă interioară este dată de relația

$$S_i = m E_1 I_1 \text{ [VA]}. \quad (13.6)$$

Dacă se introduce E_1 , din relația (13.5), atunci puterea aparentă interioară nominală este

$$S_{iN} = k_E S_N \text{ [VA]} \quad (13.7)$$

în care :

$$S_N = m U_{1N} I_{1N} \text{ [VA]} \text{ — pentru generator; } \quad (13.7, a)$$

$$S_N = \frac{P_N}{\eta_A \cos \varphi_N} \text{ [VA]} \text{ — pentru motor.}$$

13.1.4. NUMĂRUL DE PERECHI DE POLI AL MAȘINII SINCRONE

Numărul de perechi de poli rezultă din relația

$$p = \frac{60 f_1}{n_1} \quad (13.8)$$

unde f_1 este frecvența, în Hz, iar n_1 — turația sincronă în rot/min.

13.1.5. FACTORUL DE ÎNFĂȘURARE k_w DE FORMĂ A t.e.m. k_E ȘI FACTORUL DE ACOPERIRE IDEALĂ A PASULUI POLAR α_i

A. Factorul de înfășurare pentru armonica fundamentală

Acesta se determină cu relațiile :

— pentru q = număr întreg, v. par. 10.1.4 A;

— pentru q = număr fracționar, v. relația (13.16); și în acest caz însă, ca și la q = număr întreg, se poate estima preliminar

$$k_w = 0,91 \div 0,93. \quad (13.9)$$

B. Factorul de formă a t.e.m. k_E și factorul de acoperire ideală a pasului polar α_i

— Pentru mașinile cu poli aparenti, α_i și k_E se iau din figura 13.2 în funcție de α_p , δ_M/δ și δ/τ care se aleg inițial în următoarele limite :

$$\alpha_p = b_p/\tau = 0,5 \div 0,75 \text{ (obișnuit } \alpha_p = 0,65 \div 0,75);$$

$$\delta_M/\delta = 1,5 \div 2,5;$$

$$\delta/\tau = 0,01 \div 0,03.$$

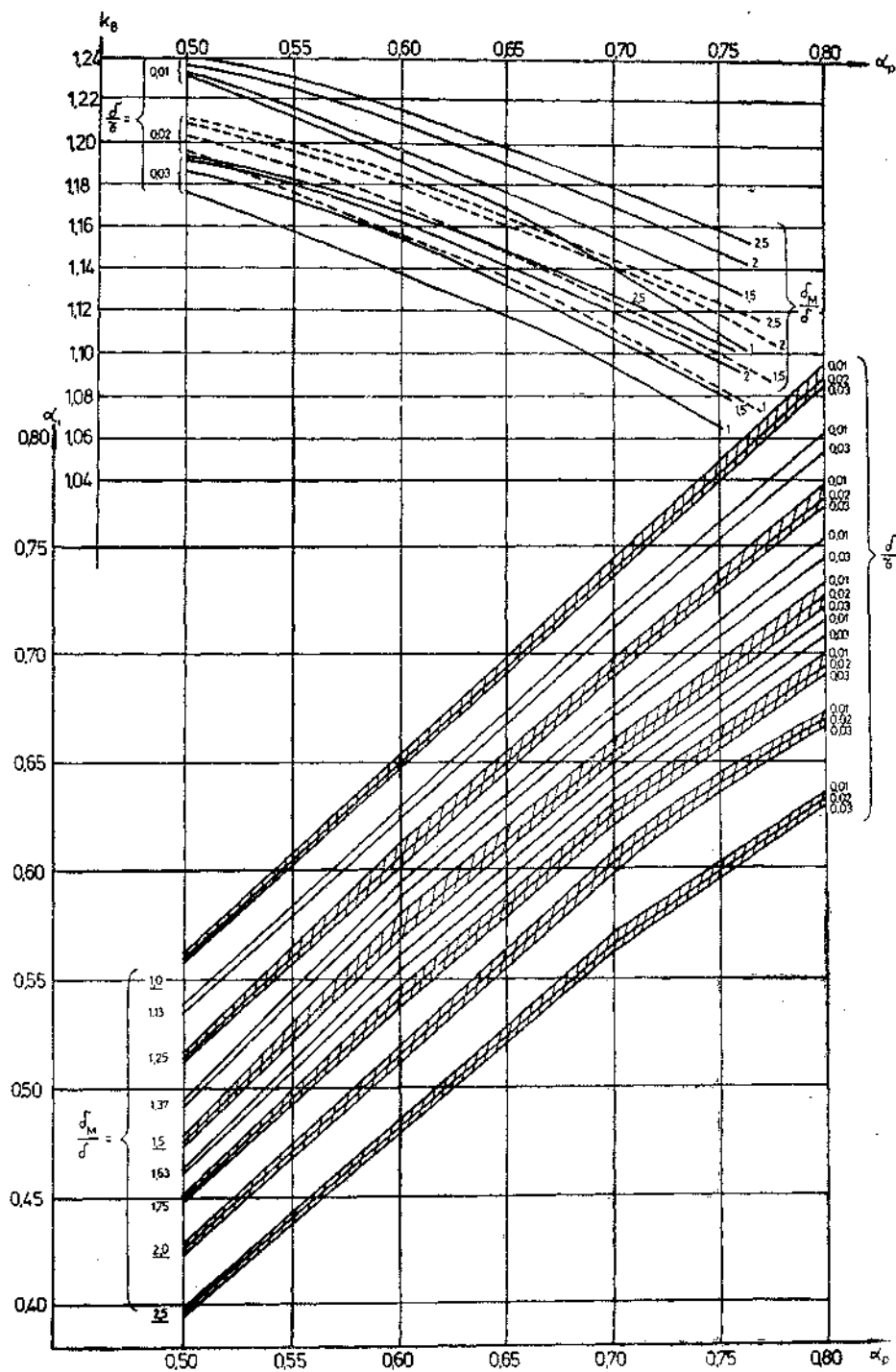


Fig. 13.2. Factorul de formă a t.e.m. k_B și factorul de acoperire ideală a pasului polar α_i , pentru mașinile sincrone cu poli aparenti.

— Pentru mașinile cu rotorul în variantă combinată, k_B se ia identic ca la mașinile cu poli aparenti similari (cu aceeași piesă polară) din figura 13.2. Factorul α_i este însă ceva mai mare decât α_i pentru poli aparenti similari și anume

$$\alpha_i = (1,06 \div 1,08) \alpha_{i \text{ pol apar.}}$$

în care $\alpha_{i \text{ pol apar.}}$ este valoarea lui α_i pentru mașina cu poli aparenti similari, luată din figura 13.2.

— Pentru mașinile cu poli înecați, α_i și k_B se iau ca pentru regimul sinusoidal

$$\alpha_i = 2/\pi; k_B = k_f = 1,11.$$

13.2. CALCULUL DIMENSIUNILOR PRINCIPALE

Acest calcul are drept scop stabilirea diametrelor interior stator (D), exterior stator (D_e) și lungimea ideală (l_i), în funcție de care rezultă gabaritul mașinii. Determinarea lor se face similar ca la mașina asincronă (v. par. 10.2).

13.2.1. CALCULUL DIAMETRELOR STATORULUI

A. Diametrul interior al statorului (orientativ)

Se poate determina prin mai multe metode, expuse în continuare.

● **Folosind coeficientul de utilizare al mașinii.** Se procedează identic ca la mașina asincronă, conform par. 10.2.1 A, punctul a, în care stabilirea factorului de formă λ se face din aceleași considerații, însă în funcție de tipul constructiv al rotorului.

Astfel, după cum se știe, valorile lui $\lambda = l_i/\tau$ se determină din condiția ca volumul de conductor al înfășurării din indus și inductor să fie minim.

Valorile optime ale lui λ depind de numărul de perechi de poli p , după relația aproximativă

$$\lambda_{optim} \approx 0,5\sqrt{p}.$$

Limitele admisibile ale lui λ pentru mașinile cu poli aparenti și varianta combinată sînt date în figura 13.3, iar pentru mașinile cu poli înecați a se vedea în continuare observația a 2-a.

O valoare mare pentru λ , înseamnă diametre D mici și lungimi mari ale mașinii. Acest lucru conduce

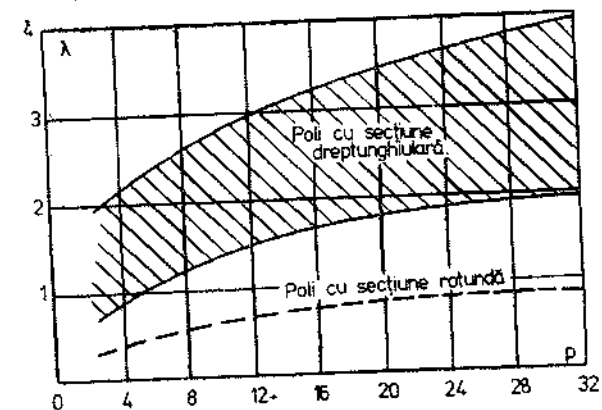


Fig. 13.3. Valoarea optimă a raportului $\lambda = l_i/\tau$ în funcție de numărul perechilor de poli p , pentru mașinile sincrone cu poli aparenti și varianta combinată.

la lungimi mici ale părților frontale a înfășurării în raport cu părțile active (din creștătură) și deci o utilizare mai bună a volumului de conductoare. Pe de altă parte, valori prea mari ale factorului λ , conduc la posibilități de răcire a înfășurării, reduse (v. fig. 4.7).

● **Folosind curbe din experiența de fabricație.** Se procedează identic ca la mașina asincronă, conform par. 10.2.1 A, punctul b.

Folosind alte condiții impuse prin temă. ca de exemplu viteza periferică și momentul de inerție a rotorului.

1. **Viteza periferică a rotorului.** La mașinile de puteri mari, viteza periferică limită v_{max} reprezintă o condiție restrictivă. Viteza periferică a rotorului este limitată de solicitările mecanice admisibile ce apar în rotor.

La turbogeneratoarele sincrone de puteri foarte mari, viteza periferică limită este sub 170 m/s, iar la hidrogeneratoare viteza periferică limită, în regim nominal este în jur de 50 m/s. În acest caz diametrul maxim al rotorului rezultă din relația

$$D_r = \frac{60v_{max}}{\pi n_1} \quad [\text{m}], \quad (13.10)$$

iar lățimea întrefierului se aproximează în funcție de puterea mașinii.

Având diametrul rotorului D_r și lățimea întrefierului δ se calculează diametrul interior al indusului cu relația

$$D = D_r + 2\delta \quad [\text{m}] \quad (13.10, a)$$

în funcție de care se determină D_r ca la par. 10.2.1 B.

2. **Momentul de inerție al rotorului.** La mașinile sincrone cu momentul de inerție dat, diametrul rotorului se determină din momentul de inerție dacă viteza periferică nu reprezintă o condiție restrictivă.

Expresia momentului de inerție J este

$$J = \frac{\pi D_r^2}{64} \gamma_r I_i \quad [\text{kgm}^2] \quad (13.11)$$

unde γ_r este densitatea rotorului.

Din expresia momentului de inerție, ținând cont că

$$l_i = \lambda \tau \approx \lambda \frac{\pi D_r}{2p} \quad [\text{m}],$$

se calculează diametrul rotorului D_r , apoi cu relația (13.10, a) rezultă D , în funcție de care se determină D_r .

B. Diametrul exterior al statorului

Se determină identic ca la mașina asincronă, conform par. 10.2.1 B.

13.2.2. CALCULUL LUNGIMILOR MAȘINII SINCRONE

A. Lungimea ideală l_i

Ca și la mașina asincronă, l_i se determină în funcție de diametrul D și de solicitările electromagnetice, din relația (4.18) sau (4.18, c)

$$l_i = \frac{60 S_{1N}}{k_{cA} \pi^2 D^2 n_1 A B_8} \quad [\text{m}] \quad (13.12)$$

cu S_{1N} în VA; D , în m; A , în A/m; B_8 , în T și n_1 în rot/min, iar

$$k_{cA} = \frac{\pi k_r}{2\sqrt{2}} \alpha_i.$$

Valorile solicitărilor electromagnetice A și B_8 , în funcție de pasul polar τ și numărul de perechi de poli p , pentru mașinile sincrone normale având clasă de izolație F, sînt indicate în figura 13.4.

OBSERVAȚII.

1) Pentru mașini bine ventilate, pătura de curent a mașinilor cu poli aparenti se poate lua mai mare cu aproximativ 5–7% decît valorile obținute din figura 13.4.

2) Pentru mașinile cu poli înecați atît raportul λ , pătura de curent A , cît și inducția magnetică maximă în întrefier B_8 , se recomandă a se lua cu 5–7% mai mari decît valorile rezultate din figura 13.3 și respectiv din figura 13.4.

3) Pentru mașinile în construcție închisă (IP 44, IP 54 etc.), B_8 se ia mai mic cu circa 10%, iar A mai mic cu circa 12%, decît valorile rezultate din figura 13.4.

În continuare, atît pentru definitivarea lui D și l_i , în funcție de valoarea dorită pentru λ , cît și pentru geometria miezului feromagnetic, se procedează identic ca în par. 10.2.2, punctele A (după observație) și B.

13.3. SOLICITĂRILE ELECTROMAGNETICE ALE MAȘINII SINCRONE

Ca și la mașina asincronă (paragraful 10.4), de valorile solicitărilor electromagnetice ale mașinii sincrone depind dimensiunile geometrice ale mașinii,

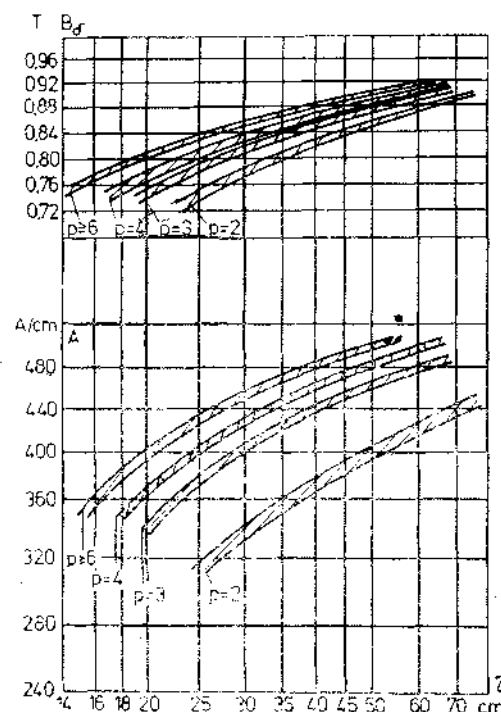


Fig. 13.4. Inducția magnetică maximă în întrefier B_8 și pătura de curent A în funcție de pasul polar τ și de numărul perechilor de poli p , pentru mașinile sincrone normale în construcție protejată (tip de protecție IP 23 sau inferior).

tendința în domeniul construcțiilor de mașini electrice fiind aceea de a crește permanent valoarea acestora. Evident, o serie de factori, în special limitele termice admise de clasele de izolație folosite la înfășurări, împiedică o creștere substanțială a solicitărilor și deci reducerea volumului de materiale active folosite în mașină.

Dintre aceste solicitări, un rol important îl au A și B_a , fie prin valoarea produsului lor, așa cum reiese din relațiile (4.23) și (13.12), fie prin valoarea raportului lor, de aceasta depinzând caracteristicile mașinii.

13.3.1. SOLICITĂRILE ELECTRICE

A. Pătura de curent A

Se adoptă, pentru o anumită clasă de izolație, în funcție de pasul polar τ și numărul perechilor de poli p , din figura 13.4. Se va avea în vedere ca această valoare să se respecte și atunci când pătura de curent A , se calculează în funcție de elementele constructive ce o determină (v. rel. 13.18).

B. Densitatea de curent

a) În înfășurarea statorului J_1 depinde de clasa de izolație a înfășurării, de tensiunea nominală (înaltă sau joasă tensiune) și de eficacitatea și tipul ventilației.

Astfel, în cazul de față, pentru mașini în construcție protejată cu ventilație de tip axial — radială sau pur radială sau axială, în clasă de izolație F și gamă de turații normală (peste 300 rot/min), se recomandă :

$$J_1 = 5 \div 7 \text{ A/mm}^2, \text{ pentru } U_N \geq 1000 \text{ V};$$

$$J_1 = 5,5 \div 7,5 \text{ A/mm}^2, \text{ pentru } U_N < 1000 \text{ V}.$$

Valorile mai mici se referă la mașinile cu $2p$ mare (turație mică), iar valorile mari la mașinile cu turație mare (peste 750 rot/min).

b) În înfășurarea de excitație J_e :

$$\text{— rotor cu poli aparenti: } J_e = 2,5 \div 4 \text{ A/mm}^2;$$

$$\text{— rotor cu poli inecați: } J_e = 4 \div 6,0 \text{ A/mm}^2;$$

$$\text{— rotor în variantă combinată: } J_e = 5,0 \div 6,5 \text{ A/mm}^2.$$

OBSERVAȚIE. Pentru mașinile în construcție închisă, valorile densităților de curent de mai sus se micșorează cu 10÷15%.

13.3.2. SOLICITĂRILE MAGNETICE

A. Inducția magnetică în intrefier (valoarea maximă) B_a

Se adoptă, în funcție de pasul polar τ și numărul perechilor de poli p , din figura 13.4; această valoare trebuie respectată și pentru B_a rezultat din calcul în funcție de elementele constructive ale mașinii (v. rel. 13.19).

B. Inducțiile magnetice în celelalte porțiuni ale circuitului magnetic (valori maxime)

— Pentru miezul feromagnetic al indusului (statorului), v. par. 10.4.2, B punctele a, b și c.

— Pentru miezul feromagnetic al inductorului (rotorului):

a) la mașinile sincrone cu poli aparenti, inducția magnetică în miezul polului este

$$B_m = 1,5 \div 1,6 \text{ T (obișnuit } B_m = 1,55 \text{ T)};$$

b) în jugul rotorului cu poli aparenti se recomandă :

$B_{j2} = 1,2 \div 1,4 \text{ T}$, dacă jugul este din oțel turnat sau împachetat din tole de oțel;

$B_{j2} = 0,8 \div 1 \text{ T}$, dacă jugul este turnat din fontă.

OBSERVAȚIE 1) Pentru varianta cu poli inecați cu miezul feromagnetic din tablă silicioasă inducțiile magnetice în dinți și în jugul rotorului (valori maxime) se iau apropiate ca la stator.

2) La varianta combinată inducția magnetică maximă în dinte mare se ia în limitele

$$B_{aRmax} \leq 1,75 \div 1,85 \text{ T},$$

iar în jugul rotorului, se ia ca la stator, deoarece este împachetat din tole de tablă silicioasă.

13.4. ÎNFĂȘURAREA ȘI CRESTĂTURILE STATORULUI (INDUSULUI)

(vezi paragraful 10.5)

13.4.1. NUMĂRUL DE CRESTĂTURI ALE STATORULUI

Ca și la statorul mașinii asincrone, numărul de creștături ale statorului mașinii sincrone Z_1 este dat de relația (10.27. a)

$$Z_1 = 2pmq$$

în care q este numărul de creștături pe pol și fază.

După cum se observă, dacă se impune q , rezultă Z_1 , ceea ce simplifică considerabil problema.

Totuși, similar ca la mașina asincronă și la mașina sincronă, la stabilirea lui Z_1 , trebuie avute în vedere următoarele considerente:

— a) din motive de reducere a amplitudinii pulsațiilor inducției magnetice în întrefier, în special când creștăturile sînt deschise, se recomandă ca pasul dentar t_1 să fie cuprins între anumite limite;

— b) diminuarea armonicilor din curba cîmpului magnetic, respectiv din curba tensiunii electromotoare (t.e.m.) induse, reprezintă pentru mașinile sincrone care pot funcționa și ca generatoare cînd forma curbei t.e.m. trebuie să fie cît mai aproape de sinusoidă, o problemă de care trebuie să se țină seama la alegerea numărului de creștături și a tipului de înfășurare. Verificarea formei curbei t.e.m. induse este impusă de STAS 1893/1-87, prin așa zisul F.A.T. (factor armonic telefonic).

De aceea, se recomandă ca la mașinile sincrone, pentru îndeplinirea condițiilor de mai sus, alegerea lui q să se facă astfel:

— dacă $q \geq 4$ se poate alege fie $q = \text{număr întreg}$, fie $q = \text{număr fracționar}$;

— dacă $q < 4$ se preferă însă numai $q = \text{număr fracționar}$, deoarece în acest caz t.e.m. ale armonicilor superioare de sub diferite perechi de poli nu mai sînt în fază ca în cazul cînd $q = \text{număr întreg}$, ci sînt defazate, ceea ce conduce, pe fiecare fază, la o sumă fazorială a acelei armonici mult diminuată.

În legătură cu cele menționate la punctul a, întocmai ca și la mașina asincronă (v. par. 10.5.1), se recomandă pentru pasul dentar

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z_1} \quad [\text{cm}]$$

următoarele limite orientative:

$$0,05\pi < t_1 < 0,2\pi, \quad (13.14)$$

ceea ce revine la valorile:

$$1 \text{ cm} < t_1 < 2,5 \text{ cm, pentru mașinile cu } \tau \text{ mic și de joasă tensiune;}$$

$$(13.14, a)$$

$$2 \text{ cm} < t_1 < 4,5 \text{ cm, pentru mașinile cu } \tau \text{ mare și de înaltă tensiune.}$$

Rezultă astfel că, pentru determinarea numărului de creștături statorice Z_1 , se poate proceda ca și la mașina asincronă, în două moduri:

a) se impune t_1 , în limitele indicate de relațiile (3.14, a);

— se calculează numărul aproximativ de creștături

$$Z_{1ap} = \frac{\pi D}{t_1} = Z_{1min} \div Z_{1max};$$

— se determină q corespunzător

$$q_{ap} = \frac{Z_{1ap}}{2pm} = q_{min} \div q_{max};$$

— se stabilește q în limitele $q_{min} \div q_{max}$ și se verifică încadrarea lui în recomandările date de relațiile (13.13), apoi se verifică condițiile de simetrie conform relațiilor (10.32, 10.32, a, 10.33, 10.34 și 10.35);

b) se impune direct q în limitele relațiilor (13.13);

— se determină $Z_1 = 2pmq$;

— se verifică condițiile de simetrie conform relațiilor (10.32, 10.32, a, 10.33, 10.34 și 10.35);

— se determină

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z_1} \quad (\text{cm})$$

și se verifică încadrarea în limitele orientative date de relațiile (13.14, a).

13.4.2. ELEMENTELE ÎNFAȘURĂRII STATORULUI (INDUSULUI)

(Vezi mai întii paragraful 10.5.2., punctele A și B)

Dacă la mașinile asincrone sau sincrone care au $q = \text{număr întreg}$, repartizarea creștăturilor pe poli și fază este simplă, nu același lucru se petrece și la mașinile sincrone care au $q = \text{număr fracționar}$.

Repartizarea creștăturilor pe poli și fază necesară întocmirii schemei înfășurării cu $q = \text{număr fracționar}$ se face astfel (v. tabelul 13.1):

— fie

$$q = a + \frac{b}{c} = \frac{d}{c}; \quad (13.15)$$

— se iau pe orizontală trei compartimente în ordinea A, C, B (nu A, B, C) fiecare compartiment fiind divizat în „d” căsuțe;

— se iau pe verticală „2p” coloane în care se înscriu numărul și polaritatea fiecărui pol;

— se completează apoi în ordine pe orizontală și pentru toate coloanele numărul creștăturilor din „c” în „c” căsuțe, rezultînd astfel gruparea creștăturilor (bobinelor) pe poli și fază;

— se stabilesc începuturile și sfîrșiturile fazelor pentru fiecare cale de curent în parte.

Factorul de înfășurare k_w se determină definitiv, pentru pasul y , al înfășurării stabilit pe baza relației (10.27), din anexa 1 sau cu relația (10.14), relație valabilă pentru $q = \text{număr întreg}$.

Pentru $q = \text{număr fracționar}$, se utilizează fie anexa 1, fie relația

$$k_w = k_p k_y = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{d \sin\left(\frac{\pi}{2md}\right)} \sin\left(\frac{\pi}{2} \beta_y\right) \quad (13.16)$$

în care „d” este numărătorul fracției q (v. rel. 13.15), β_y (v. rel. 10.15), iar $\pi = 180^\circ$.

Exemplu. Să se facă repartizarea creștăturilor pe poli și fază la înfășurarea trifazată în două straturi cu următoarele date: $m = 3$; $2p = 10$; $Z_1 = 54$; $a_1 = 2$;

**Repartizarea pe poli și faze a creștăturilor înfășurătorilor
pentru mașinile cu $q = \text{număr fracționar}$**

Faza	A	C	B
N 2p	1	3	5
S	7	9	11
N	12	14	16
S	18	20	22
N	23	25	27
S	28	30	32
N	34	36	38
S	39	41	43
N	45	47	49
S	50	52	54
		53	6
		51	
		40	44
		35	
		24	
		13	
		8	
		19	
		26	
		31	
		42	
		37	
		48	
		53	

561

b) verificarea păturii de curent

$$A = \frac{n_{cs} I_N}{a_1 l_1} \quad [\text{A/cm}]. \quad (13.18)$$

Valoarea păturii de curent A , obținută cu relația (13.18), trebuie să fie apropiată de cea obținută din figura 13.4; ea limite orientative, se poate considera relația

$$0,97 A_{\text{curbe}} < A < 1,05 A_{\text{curbe}}; \quad (13.18, a)$$

c) verificarea valorii maxime a inducției magnetice în întrefier (în axa polului). la sarcina nominală

$$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau l_i} \quad [\text{T}] \quad (13.19)$$

în care fluxul magnetic maxim la sarcină nominală ($\Phi = \Phi_N$), numit și fluxul nominal (pentru $E_{1N} = k_E U_{1N}$) este

$$\Phi = \frac{k_E U_{1N}}{4k_{df} w_1 k_{ec}} \quad [\text{Wb}] \quad (13.20)$$

unde pentru w_1 și k_{ec} se iau valorile definitive obținute cu relația (13.17) și respectiv din anexa 1.

Fluxul magnetic nominal, dar la funcționarea în gol (pentru U_{1N}) este

$$\Phi_{0N} = \Phi_N / k_E \quad [\text{Wb}]. \quad (13.20, a)$$

Valoarea lui B_δ , obținută cu relația (13.19) trebuie să fie apropiată de cea adoptată din figura 13.4. Dacă diferența este prea mare, atunci se recalculează, pentru B_δ impus, lungimea ideală

$$l_i = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau B_\delta} \quad [\text{m}] \quad (13.21)$$

reconsiderându-se geometria miezului feromagnetic.

Ca limite orientative, pentru inducția magnetică în întrefier, se poate considera relația

$$0,98 B_{\delta \text{ curbe}} < B_\delta < 1,02 B_{\delta \text{ curbe}}. \quad (13.22)$$

Fluxul magnetic al unei fundamentale pentru tensiunea nominală (mărimile considerate sinusoidale), este

$$\Phi_{1N} = \frac{U_{1N}}{\pi \sqrt{2} f_1 w_1 k_{ec}} \quad [\text{Wb}]. \quad (13.23)$$

13.4.3. TIPUL ÎNFĂȘURĂRII ȘI DIMENSIUNILE CRESTĂTURII

Vezi paragraful 10.5.3.

13.5. CALCULUL LĂȚIMII ÎNTREFIERULUI

A. Mașina sincronă cu poli aparenti și varianta combinată

La mașina sincronă, mărimea întrefierului δ se determină astfel încât mașina să aibă o anumită reactanță sincronă longitudinală x_d ; de valoarea acesteia depinde stabilitatea statică a mașinii, capacitatea de suprasarcină, curentul de scurtcircuit în regim permanent și dimensiunile înfășurării de excitație.

În cazul în care δ este mai mare, reactanța sincronă longitudinală are o valoare mică și deci M_m cuplul maxim și curentul de scurtcircuit I_k sînt mari.

De obicei, pentru mașinile sincrone normale cu poli aparenti și varianta combinată

$$x_d = 1 \div 1,6 \text{ u.r.}; \text{ în medie } x_d = 1,3 \text{ u.r.}$$

Pentru motoarele care trebuie să aibă o capacitate de suprasarcină M_m/M_N mărită, se adoptă de obicei $x_d < 1$, mașina avînd însă un cost foarte ridicat, pentru că întrefierul rezultă mare și masa înfășurării de excitație va fi mare (deci G_{cuez} mare).

La compensatoarele sincrone pentru a avea G_{cuez} mic, se alege de obicei x_d mare și rezultă δ mic, adică

$$x_d = 1,8 \div 2,2 \text{ u.r.}$$

Lățimea întrefierului δ , la mașinile sincrone cu poli aparenti și varianta combinată se determină cu relația

$$\delta = \frac{0,36 \cdot 10^{-4} A \tau}{k'(x_d - x_{\sigma 1}) B_\delta} \quad [\text{cm}] \quad (13.24)$$

cu A în A/cm, τ în cm și B_δ în T.

în care:

$x_{\sigma 1}$ este reactanța de scăpări pe fază care se estimează inițial în limitele $x_{\sigma 1} = 0,08 \div 0,15 \text{ u.r.}$;

k' — coeficientul ce ține seama de creșterea tensiunii magnetice a întrefierului, datorită existenței întrefierului parazitar de imbinare dintre poli și jugul rotorului (v. rel. 13.86):

$k' = 1,05 \div 1,1$ — pentru jugul rotorului din oțel;

$k' = 1,1 \div 1,15$ — pentru jugul rotorului din fontă.

Din motive tehnologice, valoarea întrefierului obținută cu relația (13.24) se rotunjește din 0,25 în 0,25 mm.

La mașina sincronă cu rotorul în variantă combinată (v. fig. 13.7, a) întrefierul dintre piesele polare (în axa transversală) se stabilește aproximativ cu relația

$$\delta_{\text{trans}} = (6 \div 8) \delta. \quad (13.25)$$

B. Mașina sincronă cu poli inecați

Pentru mașinile sincrone normale de puteri medii, cu poli inecați, forma curbei cîmpului magnetic în întrefier este dată de repartizarea înfășurării de excitație pe un pas polar. Din aceleași motive ca și la mașina sincronă cu poli aparenti, adică de reducere a distorsionării curbei cîmpului magnetic principal de către cîmpul magnetic de reacție a indusului, întrefierul δ se determină cu relația

$$\delta = \frac{0,46 \cdot 10^{-4} A \tau}{(x_d - x_{\sigma 1}) B_\delta} \quad [\text{cm}] \quad (13.26)$$

în care mărimile ce intervin au aceleași semnificații și unități de măsură ca și în relația (13.24) de la poli aparenti.

Pentru turbogeneratoare, dacă întrefierul δ se determină din condiții normale de funcționare, în funcție de x_d și de raportul $1/x_d$, se poate utiliza pentru reactanța utilă a cimpului magnetic de reacție longitudinală relația

$$x_{ad} = x_d - x_{a1} \approx 0,563 \cdot 10^{-4} \frac{k_w}{k_c} \frac{\tau}{\delta} \frac{A}{B_\delta} \quad [\text{u.r.}], \quad (13.27)$$

din care rezultă întrefierul

$$\delta = 0,563 \cdot 10^{-4} \frac{k_w}{k_c} \frac{\tau}{x_{ad}} \frac{A}{B_\delta} \quad [\text{cm}] \quad (13.28)$$

unde s-a considerat τ în cm, B_δ în T și A în A/cm.

Ca și la mașinile cu poli aparenti, valoarea lui δ se rotunjește din 0,25 în 0,25 mm.

Orientativ, valorile lui x_d și x_{a1} în funcție de P_N , în MW, sînt:

— pentru $P_N < 1$ MW se adoptă $x_d = 1,1 \div 1,6$ u.r. și

$$x_{a1} = 0,08 \div 0,15 \text{ u.r.};$$

— pentru $P_N = 1 \div 6$ MW se adoptă $x_d = 1,6 \div 1,8$ u.r.

$$\text{și } x_{a1} = 0,1 \div 0,13 \text{ u.r.};$$

— pentru $P_N = 6 \div 50$ MW se adoptă $x_d = 1,7 \div 2,2$ u.r.

$$\text{și } x_{a1} = 0,11 \div 0,14 \text{ u.r.};$$

— pentru $P_N = 50 \div 100$ MW se adoptă $x_d = 1,75 \div 1,8$ u.r.

$$\text{și } x_{a1} = 0,12 \div 0,15 \text{ u.r.}$$

În mod special, la acest tip de mașini condiția de bază pe care trebuie să o asigure rotorul este rigiditatea mecanică. De aceea, valoarea finală a lui δ se stabilește ținînd cont și de aceste considerente.

13.6. DIMENSIONAREA CIRCUITULUI MAGNETIC AL MAȘINII SINCRONE

13.6.1. DIMENSIONAREA STATORULUI ȘI ÎNTREFIERULUI

Dimensionarea circuitului magnetic al statorului și a întrefierului s-a făcut odată cu stabilirea dimensiunilor principale și înfășurării indusului, respectiv odată cu calculul lățimii întrefierului.

13.6.2. DIMENSIONAREA ROTORULUI

A. Mașina cu poli aparenti

Mașina cu poli aparenti și varianta constructivă combinată prezintă avantajul că forma curbei de reparație spațială a inducției magnetice în întrefier $B_\delta(x)$ se poate obține cit mai apropiată de sinusoidă în funcție de forma geometrică a piesei polare.

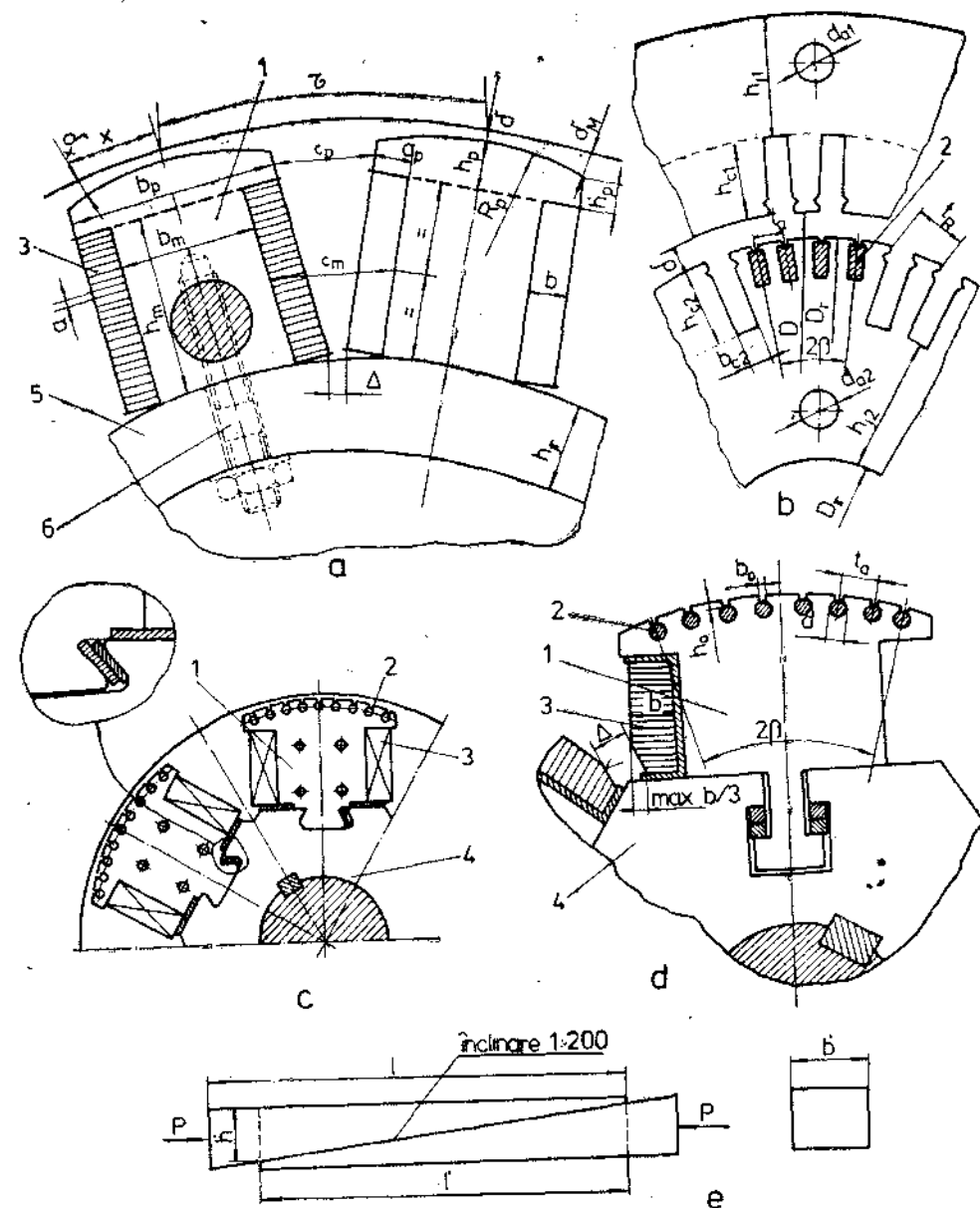


Fig. 13.5. Construcția rotorului mașinilor sincrone cu poli aparenti fixați cu prezoane (a), fixați cu coadă de rîndunică (c) sau fixați cu coadă în T (d), prin intermediul penelurilor înclinate (e) și construcția mașinilor sincrone cu poli înecați (b):

1 — pol aparent; 2 — înfășurare de amortizare; 3 — înfășurare de excitație; 4 — jug rotor împachetat din tole ștanțate (butuc împachetat); 5 — jug rotor turnat (butuc turnat sub formă cilindrică); 6 — prezoane de fixare.

a) Dimensiunile piesei polare (fig. 13.5, a).

— Diametrul exterior al rotorului

$$D_r = D - 2\delta \quad [\text{cm}]. \quad (13.29)$$

— Lățimea piesei polare

$$b_p = \alpha_p \tau \quad [\text{cm}] \quad (13.30)$$

unde α_p , s-a impus mai sus (v. par. 13.1.5 B).

— Forma piesei polare.

În cazul în care întrefierul este variabil, pentru ca $B_\delta(x)$ să fie sinusoidală ar trebui ca (v. fig. 13.5, a)

$$\delta_x = \frac{\delta}{\cos\left(\frac{\pi}{\tau} x\right)} \quad (13.31)$$

În cazurile practice însă este suficient să se adopte

$$\delta_M/\delta = 1,5 \div 2,5.$$

Pentru aceste valori, raza de formă a polului rezultă

$$R_p = \frac{D}{2 + \frac{8D(\delta_M - \delta)}{b_p^2}} \quad [\text{cm}]. \quad (13.32)$$

— Înălțimea piesei polare

$$h_p = h'_p + R_p - \sqrt{R_p^2 - \left(\frac{b_p}{2}\right)^2} \quad [\text{cm}], \quad (13.33)$$

în care $h'_p = 0,6 \div 2$ cm, este înălțimea piesei polare în zona extremităților (unde este δ_M), valoare impusă din condiții mecanice.

Având în vedere tot condițiile mecanice, valorile lui h_p în funcție de τ se pot aprecia conform tabelului 13.2.

Tabelul 13.2

Valorile lui h_p în funcție de pasul polar τ , la mașinile cu poli aparenti și varianta combinată

τ [cm]	30 ÷ 50	50 ÷ 60	60 ÷ 70
h_p [cm]	4 ÷ 5	5 ÷ 6	6,5 ÷ 8

b) Dimensiunile polului.

Polii aparenti se execută cel mai frecvent, din motive tehnologice, prin împachetare din tole de tablă din oțel obișnuit (nealiat cu Siliciu) cu grosimea de $1 \div 2$ mm. Modul de fixare al polilor depinde atât de dimensiunile polilor cât și de construcția jugului rotorului. Astfel, la mașinile de turație mică ($2p \geq 12$), se preferă fixarea cu șuruburi sau prezoane (fig. 13.5, a) caz în

care jugul rotorului (butucul) se face turnat din fontă sau oțel. La mașinile de turație medie și mare, fixarea se face cu coadă de rindunică (fig. 13.5, c) sau coadă în T (fig. 13.5, d) cazuri în care jugul rotorului este împachetat din tole ștanțate din tablă obișnuită (nealiată), cu grosimea de $2 \div 3$ mm (din motive tehnologice — pentru reducerea volumului de prelucrări mecanice).

Lățimea polului (fig. 13.5, a)

$$b_m = \frac{\sigma \Phi}{k_{pem} l_m B_m} \quad [\text{m}] \quad (13.34)$$

în care:

Φ este determinat conform relației (13.20), în Wb;

B_m — inducția magnetică în miezul polului în T, stabilită în limitele indicate în paragraful 13.3.2 B;

k_{pem} — 0,97 pentru tablă de oțel de $1,5 \div 2,5$ mm grosime, reprezentată coeficientul de împachetare al polului;

l_m — lungimea polului, în m.

De regulă

$$l_m = l_g + (1 \div 2) \text{ cm}. \quad (13.35)$$

În cazul în care după dimensionarea înfășurării de excitație, spațiul dintre poli nu este suficient pentru aceasta, atunci se procedează la micșorarea lățimii b_m a polului cu mărirea corespunzătoare a lungimii polului l_m , pentru menținerea în limite a inducției magnetice B_m în pol. Se poate ajunge astfel la

$$l_m = l_g + (5 \div 10) \text{ cm}. \quad (13.35, a)$$

Coeficientul de scăpări al rotorului se determină cu relația

$$\sigma = \frac{\Phi_m}{\Phi} = \frac{\Phi + \Phi_\sigma}{\Phi} = 1 + \frac{\Phi_\sigma}{\Phi} \quad (13.36)$$

în care, fluxul magnetic de scăpări este

$$\Phi_\sigma = U_{m\sigma} \Lambda_{\sigma c} \quad [\text{Wb}] \quad (13.37)$$

unde:

$$U_{m\sigma} = U_{m\sigma} + U_{m\sigma 1} + U_{m\sigma 2} \quad [\text{A}],$$

este tensiunea magnetică a întrefierului și statorului calculată (anticipat) conform paragrafului 13.9;

$\Lambda_{\sigma c} = \Lambda_m + \Lambda_p$ — permeanța magnetică totală a cimpului magnetic de scăpări al polului, în care (fig. 13.5, a):

$$\Lambda_m = 2\mu_0 l_m \left[\frac{h_m}{2c_m} + \frac{h_m}{\pi l_m} \ln \left(1 + \frac{\pi b_m}{2c_m} \right) \right]; \quad (13.37, a)$$

$$\Lambda_p = 2\mu_0 l_p \left[\frac{h'_p}{c_p} + \frac{2h_{pm}}{\pi l_p} \ln \left(1 + \frac{\pi b_p}{2c_p} \right) \right],$$

sînt permeanțele magnetice de scăpări în corpul polului (Λ_m) și în zona piesei polare (Λ_p);

$h_{pm} = \frac{2h_p + h'_p}{3}$ — înălțimea echivalentă a piesei polare;

c_m, c_p — distanțele dintre mijloacele înălțimii polilor, respectiv dintre mijloacele pieselor polare, măsurate din desenul la scară al rotorului.

OBSERVAȚII.

1) Deoarece, în unele cazuri construcția grafică la scară a rotorului, este mai dificilă, atunci, în ipoteza că diferența între arc și coardă este mică (cazul $2p \geq 6$) pentru c_p și c_m se pot utiliza valorile obținute din relațiile:

$$c_p = \frac{\pi \sqrt{[D - (2\delta + 2h_p) + h_p']^2 + b_p^2}}{2p} - b_p \quad [\text{m}]; \quad (13.37, b)$$

$$c_m = \frac{\pi \sqrt{[D - (2\delta + 2h_p + h_m)]^2 + b_m^2}}{2p} - b_m \quad [\text{m}]. \quad (13.37, c)$$

2) Coeficientul de scăpări al rotorului σ , se poate aproxima preliminar cu relația

$$\sigma \approx 1 + k_\sigma \frac{35\delta}{\tau^2} \quad (13.38)$$

unde τ și δ se iau în cm, iar coeficientul k_σ se poate aproxima funcție de h_p , așa cum rezultă din tabelul 13.3.

Tabelul 13.3

Valorile lui k_σ , în funcție de înălțimea
piesei polare h_p

h_p [cm]	2	3	4	5	6	7
k_σ	5,5	7	8,5	10	11	12

Înălțimea polului se determină preliminar în funcție de putere și de numărul de poli ai mașinii astfel:

— pentru mașini cu $P_N < 50$ kW

$$h_m \approx (0,3 \div 0,2)D - (h_p + \delta) \quad [\text{cm}]; \quad (13.39)$$

— pentru mașini de puteri mijlocii ($S_N \leq 10$ MVA) cu $2p \geq 6$

$$h_m \approx 10,5\delta + (5 \div 8) \text{ cm sau } h_m \approx (1,05 \div 1,15)b_m \quad [\text{cm}]; \quad (13.40)$$

— pentru mașini mari și hidrogeneratoare

$$h_m \approx 0,9\tau - 0,0074\tau^2 \quad [\text{cm}], \quad (13.41)$$

în care toate mărimile se iau în cm.

Valoarea definitivă a înălțimii polului h_m se determină pe cale grafică la scară, după dimensionarea înfășurării de excitație.

c) Dimensiunile jugului rotorului.

Înălțimea jugului rotorului:

— pentru jugul împachetat din tole

$$h_{j2} = \frac{\sigma\Phi}{2k_{Fe}l_{j2}B_{j2}} \quad [\text{m}]; \quad (13.42)$$

— pentru jugul turnat

$$h_{j2} = \frac{\sigma\Phi}{2l_{j2}B_{j2}} \quad [\text{m}] \quad (13.43)$$

unde B_{j2} , în T se ia conform paragrafului 13.3.2 B;

$$l_{j2} = l_m + (10 \div 20) \text{ cm.}$$

Diametrul interior al rotorului

$$D_{ir} = D - 2(\delta + h_p + h_m + h_{j2}) \quad [\text{cm}] \quad (13.44)$$

care de regulă se rotunjește din 5 în 5 mm, apoi se recalculează h_{j2} și inducția magnetică în jug B_{j2} .

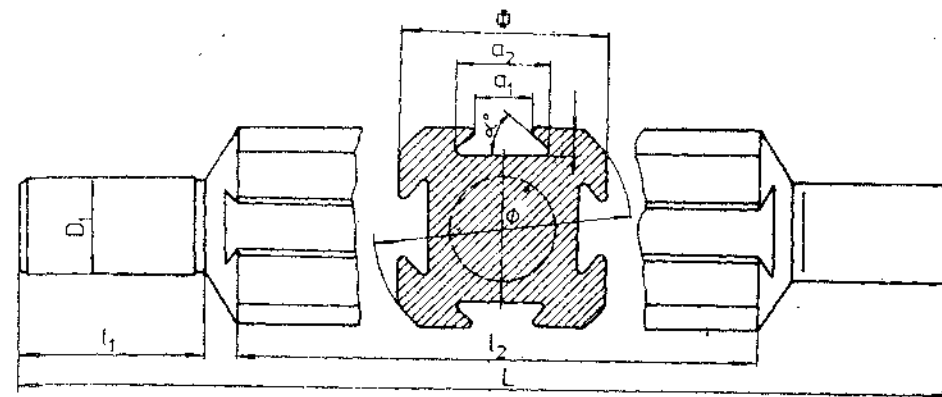


Fig. 13.6. Arbore butuc pentru $2p = 4$.

Există situații (mai ales la mașinile cu $2p$ mic) când valoarea lui D_{ir} , rezultată din relația (13.44) este mică ($D_{ir} \leq 8 \div 10$ cm) sau chiar negativă. Aceasta înseamnă că nu se mai poate prevedea jug rotoric separat de arbore. Este indicat în aceste cazuri a se folosi „arborele butuc”, fiind jugul rotorului este constituit de însuși corpul arborelui (forjat) pe care se prelucerează cozile de rîndunică pentru prinderea polilor (fig. 13.6).

B. Mașina cu poli înecați (fig. 13.5, b)

a) Diametrul rotorului

$$D_r = D - 2\delta \quad [\text{cm}]. \quad (13.45)$$

b) Lungimea rotorului. La mașinile cu puteri mici și medii ($S_N \leq 1000$ KVA) miezul feromagnetic al rotorului (inductorul) se construiește identic cu cel al statorului (divizat sau compact), similar ca la mașinile asincrone (din interioarele tolelor stator). Dacă din motive de lipsă a spațiului necesar amplasării înfășurării de excitație, este nevoie, pentru menținerea inducției magnetice în fier în limitele necesare, să se lungească miezul feromagnetic al rotorului, atunci se procedează la mărirea numai a pachetelor de margine, care pot ajunge pînă la 10 cm (pentru a avea suprapunerea canalelor radiale ale rotorului și statorului).

La mașinile la care nu se prevăd canale radiale de ventilație și în rotor, cum este cazul turbogeneratoarelor, lungimea rotorului se stabilește din condiția amplasării înfășurării de excitație și menținerii solicitărilor magnetice din rotor în limite. Rezultă deci

$$l_2 \geq l_g. \quad (13.46)$$

c) Numărul de creștături ale rotorului. Dacă se notează cu:

Z'_2 — numărul de creștături în cazul cînd ar fi uniform repartizate pe periferia rotorului;

Z_2 — numărul de creștături reale în care se introduce înfășurarea rotorului (de excitație),

atunci se recomandă

$$\gamma = \frac{Z_2}{Z'_2} = 0,66 \div 0,80. \quad (13.47)$$

Numărul de creștături rotorice Z_2 se alege, de obicei, mai mic decât numărul de creștături ale statorului, pentru a nu slăbi prea mult baza dintelui rotorului. Este necesar ca după stabilirea dimensiunii creștăturii și a dintelui rotorului, acesta să se verifice la solicitările mecanice în secțiunea slăbită. Din motive de amplasare a înfășurării de excitație, numărul de creștături rotorice trebuie să satisfacă relațiile (13.57) adică :

$$\frac{Z_2}{2p} = \text{nr. întreg}; N_p = \frac{Z_2}{2p} = \text{nr. întreg par.} \quad (13.47, a)$$

d) **Dimensiunile creștăturii rotorice** (fig. 13.5, b).

Lățimea creștăturii (orientativ)

$$b_{c2} = (0,35 \div 0,42)t_R \text{ [cm]} \quad (13.48)$$

în care :

$$t_R = \frac{\pi D_r}{Z_2} \text{ [cm]},$$

este pasul dentar al rotorului.

Înălțimea creștăturii (orientativ)

$$h_{c2} = (0,13 \div 0,175)D_r, \text{ pentru } D_r \leq 70 \text{ cm}; \quad (13.49)$$

$$h_{c2} = (0,12 \div 0,15)D_r, \text{ pentru } D_r > 70 \text{ cm}.$$

De asemenea, se poate estima (orientativ)

$$h_{c2} = (5 \div 8)b_{c2} \text{ [cm]}. \quad (13.50)$$

La stabilirea valorilor dimensiunilor creștăturii se va avea în vedere ca inducția magnetică maximă la baza dintelui mare să nu depășească $B_{adm} = 1,75 \div 1,85 \text{ T}$, verificare care este obligatorie.

Verificarea inducției magnetice maxime la baza dintelui mare, când acesta nu este prevăzut cu creștături nebobinate deschise de dimensiuni mari (apropiate de cele bobinate), se face cu relația (13.90), în care fluxul magnetic total prin dinte mare Φ_{Dt} este dat de relația (13.89), pe baza relației (13.86) și a fluxului magnetic de scăpări care se estimează inițial, adică

$$\Phi_{Dt} = \Phi_D + \Phi_\sigma = b_p l_i B_\delta + (\sigma - 1)\Phi \text{ [Wb]} \quad (13.50, a)$$

în care, inițial, se poate aproxima

$$\sigma = 1,05 \div 1,1.$$

Pentru cazul în care dinte mare este prevăzut cu creștături nebobinate deschise, verificarea inducției magnetice maxime la baza dintelui mare se face cu relația (13.92) în care secțiunea minimă a dinților din acea zonă este dată de relația (13.92, a), iar fluxul magnetic de relația (13.91, a).

e) **Dimensiunile jugului rotorului.**

Înălțimea jugului rotorului

$$h_{j2} = \frac{\sigma \Phi}{2k_{Fe2} l_{Fe2} B_{j2}} \text{ [m]} \quad (13.51)$$

unde :

B_{j2} , în T se impune în conformitate cu indicațiile de la par. 13.3.2 B, iar k_{Fe2} se ia în funcție de grosimea tolelor din care este împachetat rotorul; l_{Fe2} se introduce în m.

OBSERVAȚIE. Dacă în jugul rotorului sînt prevăzute canale axiale de ventilație atunci se va ține cont de ele similar ca la stator (v. par. 10.5.3 D).

Diametrul interior rotor

$$D_{ir} = D_r - 2(h_{c2} + h_{j2}) \text{ [cm]}. \quad (13.52)$$

Diametrul interior se rotunjește din 5 în 5 mm, după care se recalculează inducția magnetică reală în jugul rotorului. Dacă miezul rotorului este divizat, se va utiliza arborele cu nervuri pentru a nu obtura intrarea aerului în canalele radiale de ventilație.

C. Mașina cu rotorul în variantă combinată

Mașinile sincrone cu rotorul în variantă combinată* (fig.13.7) prezintă față de variantele clasice (cu poli înecați și aparenti) o serie de avantaje atât economice cît și funcționale [6].

Circuitul magnetic al acestei variante este asemănător cu al mașinii cu poli aparenti; rolul corpului polului aparent îl are în acest caz dinte mare al rotorului.

Statorul se calculează identic cu cel al mașinii cu poli aparenti, singura deosebire constînd în stabilirea factorului de acoperire ideală α_r , conform par. 13.1.5 B pentru care rezultă o lungime l_r mai mică de $(1,06 \div 1,08)$ ori.

Rotorul (fig. 13.7, c), are piese polare identice ca la poli aparenti, fixate prin șuruburi de miezul feromagnetic care este împachetat din tole de tablă silicioasă (din interioarele tolelor stator) și care poate fi divizat sau compact, în funcție de miezul statorului.

a) **Dimensiunile piesei polare.**

— *Lățimea piesei polare* (identic ca la poli aparenti)

$$b_p = \alpha_p \tau \text{ [m]}. \quad (13.53)$$

— *Forma piesei polare* (identic ca la poli aparenti, v. relațiile 13.31 și 13.32).

— *Înălțimea piesei polare* (fig. 13.7, a) :

— în axa polului

$$h_p = (0,1 \div 0,13)\tau \text{ [m]}; \quad (13.54)$$

— la extremitatea piesei polare

$$h_p' = h_p - R_p + \sqrt{R_p^2 - (b_p/2)^2} \text{ [m]}. \quad (13.54, a)$$

b) **Diametrul miezului feromagnetic al rotorului** (orientativ) :

$$D_r = (1,01 \div 1,02)[D - 2(\delta + h_p)] \text{ [cm]}. \quad (13.55)$$

Valoarea definitivă se stabilește după dimensionarea creștăturilor, pe desenul la scară, astfel încît să se asigure distanța de $3 \div 5 \text{ mm}$ dintre marginea creștăturii și fața dreaptă de prindere a piesei polare (fig. 13.7, c).

* I. Cloc — Certificat de inventator Nr. 57066.

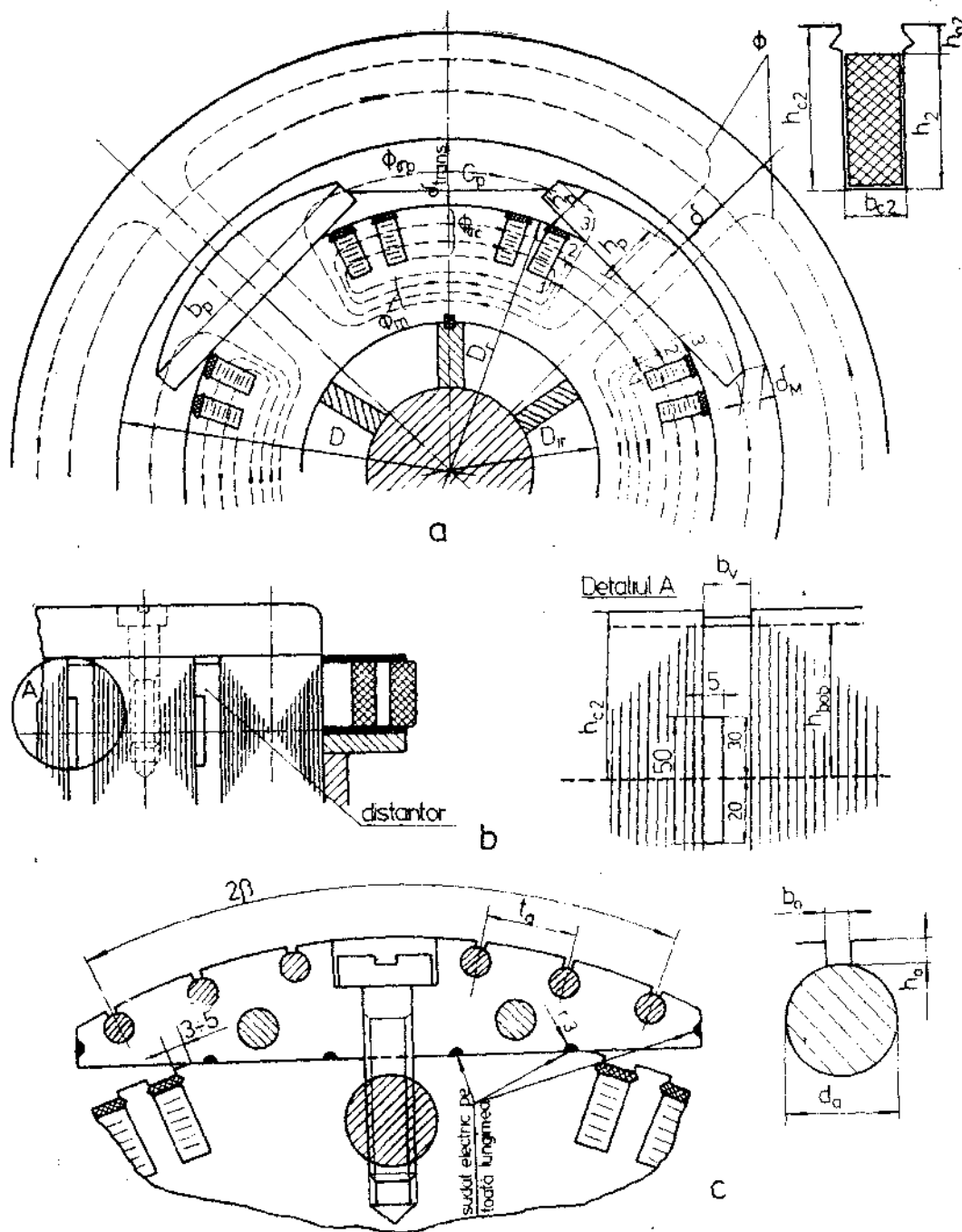


Fig. 13.7. Mașina sincronă cu rotorul în variantă combinată:

a — secțiune transversală; b — decuparea distanțorului în dreptul bazei dințelui rotorului (cu dimensiunile menționate în detaliul A) pentru a nu obtura aerul în canalul radial de ventilație; c — prinderea piesei polare de dințelul mare și dimensiunile creștăturii înfășurării de amortizare.

c) Numărul de creștături ale rotorului se stabilește astfel:
— se determină numărul de creștături, dacă rotorul ar fi creștat pe toată circumferința sa

$$Z_2' = (0,136 \div 0,162) D, \quad (13.56)$$

cu D_r în mm;

— se determină, orientativ, numărul real de creștături

$$Z_2 = \gamma Z_2' = (0,5 \div 0,7) Z_2', \quad (13.56, a)$$

unde:

$$\gamma = \frac{Z_2}{Z_2'} = 0,5 \div 0,7.$$

Dacă se fac notațiile:

N_p — numărul de creștături nebobinate pe un pas polar;

N_b — numărul de creștături bobinate pe un pas polar, atunci sînt necesare a se îndeplini următoarele condiții (constructive și de încadrare în limite a solicitărilor magnetice), din care rezultă valorile definitive ale lui Z_2' și Z_2 :

$$a) \frac{Z_2'}{2p} = \text{număr întreg};$$

$$b) N_b = \frac{Z_2}{2p} = \text{număr întreg par}; \quad (13.57)$$

$$c) \frac{Z_2'}{2p} - \frac{Z_2}{2p} = N_p;$$

$$d) N_p \leq N_b.$$

d) Dimensionarea creștăturii rotorului se face orientativ cu relațiile:

$$b_{c2} = (0,45 \div 0,55) t_R \quad [\text{cm}]; \quad (13.58)$$

$$h_{c2} = (5 \div 7) b_{c2} \quad [\text{cm}] \quad (13.59)$$

unde

$$t_R = \frac{\pi D_r}{Z_2'} \quad [\text{cm}]. \quad (13.60)$$

Verificarea inducției magnetice aparente maxime, la baza dințelui mare se face cu relația (13.98)

$$B_{dRmax} = \frac{\Phi + \Phi_{sc} + \Phi_{sp}}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{pRmin}} = \frac{\sigma \Phi}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{pRmin}} \leq 1,75 \div 1,85 \text{ T}, \quad (13.61)$$

în care fluxul magnetic de scăpări se calculează cu relațiile (13.95) și (13.96), iar b_{pRmin} cu relația (13.98, a). În această etapă preliminară, se poate estima însă $\sigma \approx 1,1$.

Dacă valoarea inducției magnetice maxime depășește limitele indicate, atunci se procedează fie la micșorarea raportului γ spre limita inferioară (v. rel. 13.56, a), fie la mărirea de regulă a lungimii l_{Fe2} a rotorului (a pachetelor de margine, care pot ajunge pînă la 10 ÷ 15 cm fiecare, dacă miezul este divizat).

e) Dimensiunile jugului rotorului se determină similar ca la mașina cu poli înecați cu relațiile (13.51), respectiv (13.52).

Dacă miezul rotorului este divizat, se va utiliza ca și la mașina cu poli înecați, arbore cu nervuri, pentru a permite intrarea aerului în canalele radiale de ventilație.

Prinderea piesei polare, se face prin șuruburi cu cap îngropat (cîte un șurub pentru fiecare pachet). De aceea, piesa polară se prevede cu un număr de bare de amortizare, repartizate, de o parte și de alta a șuruburilor, așa cum se indică în figura 13.7, c, deși pasul acestora t_a se determină ca și cum ar fi încă o bară în mijlocul piesei polare (adică pentru un număr de bare de amortizare $n_a = n_p + 1$).

În scopul asigurării unei rigidități mecanice suficiente, piesa polară se sudează (după împachetare) cu cîte două—trei cordoane de sudură electrică de fiecare parte, pe toată lungimea în locașuri special prevăzute (v. fig. 13.7, c și fig. 14.6, b).

Pentru a conferi de asemenea rezistența mecanică necesară filetului în care se fixează șurubul, se prevede în dintele mare o tijă cu diametrul mai mare cu $1,5 \div 2$ cm decît al șurubului; tijă servește și la stringerea miezului feromagnetic al rotorului după presare, prin sudare la cele două capete (fig. 13.7, c).

ATENȚIE. Dimensiunile creștăturilor rotorului la mașinile cu poli înecați și varianta combinată (care rezultă de regulă mari), se stabilesc astfel încît lățimea minimă a dintelui mic al rotorului (la baza sa) să nu fie mai mică de 5 mm (se va verifica și din punct de vedere mecanic). Deoarece la aceste lățimi mici ale bazei dintelui există pericolul obturării spațiului de trecere a aerului de ventilație prin canalul radial, chiar de către grosimea distanțorului, este absolut necesar ca în această zonă distanțorul să prezinte o decupare de dimensiunile aproximative indicate în figura 13.7, b, detaliul A.

13.7. ÎNFAȘURAREA DE AMORTIZARE

Înfășurarea de amortizare sau colivia de amortizare, se montează în piesele polare ale polilor aparenti (fig. 13.5, c și d) sau ale rotorului în variantă combinată (fig. 13.7, c) și în dintele mare al mașinilor cu poli înecați (fig. 13.5, b și fig. 14.9). Cel mai frecvent, barele de amortizare au secțiune rotundă la polii aparenti și la varianta combinată și dreptunghiulare la polii înecați. În cazul motoarelor sincrone, înfășurarea de amortizare servește și la pornirea în asincron numindu-se, în acest caz, înfășurare sau colivie de pornire în asincron.

Înfășurarea de amortizare se dimensionează, orientativ, din condițiile unei amortizări corespunzătoare a cîmpurilor magnetice de succesiune inversă, ca generator, verificîndu-se apoi la condițiile de pornire în asincron impuse, ca motor.

Secțiunea totală a barelor pe pol

$$\Sigma s_a = n_a s_a = (0,15 \div 0,3) \frac{A\tau}{J_1} \quad [\text{mm}^2] \quad (13.62)$$

în care:

n_a este numărul barelor pe pol;

s_a — secțiunea unei bare, în mm^2 ;

A — pătura de curent, în A/cm ;

τ — în cm;

J_1 — densitatea de curent din stator, în A/mm^2 .

Pasul creștăturilor înfășurării de amortizare t_a se stabilește în funcție de următoarele considerente:

— micșorarea pe cît posibil a pierderilor în bare, date de cîmpurile magnetice de succesiune inversă;

— evitarea fenomenului de „lipire” la pornirea în asincron;

— obținerea unor caracteristici de pornire în asincron, ca motor, corespunzătoare.

În aceste condiții, considerînd

$$q = a + \frac{b}{c} = \frac{d}{c}$$

se recomandă:

— pentru $d \leq 9$ se preferă $0,8t_1 < t_a < t_1$; (13.63)

— pentru $d > 9$ și $q = \text{număr întreg}$, se poate lua $t_a = t_1$, însă numai pentru generatoare. Acestea nu vor putea fi utilizate ca motoare cu pornire în asincron, deoarece va apărea fenomenul de „lipire”;

— pentru reducerea pierderilor și a fenomenului de „lipire” (la pornirea în asincron) se impune ca $t_a \neq t_1$, adică

$$(n_a - 1)t_a \approx \frac{6kq}{6q \pm 1} t_1 \quad (13.63, a)$$

în care $k = 1, 2, 3 \dots$

De asemenea, pentru generatoare, se preferă barele din cupru (pentru pierderi mici), iar pentru motoare, din alamă (pentru cuplu de pornire mare). În ambele cazuri, inelele de scurtcircuitare se fac din cupru.

Numărul de bare pe pol

$$n_a = \frac{b_p - t_a}{t_a} \quad (13.64)$$

sau în orice caz, trebuie avut în vedere ca marginile piesei polare să prezinte o rigiditate suficientă din punct de vedere mecanic; la mașinile cu poli înecați, în locul lui b_p se va utiliza lățimea maximă a dintelui mare $b_{p_{\text{max}}}$, dată de relațiile (13.98, a).

Se observă că din relațiile (13.63, a) și (13.64) rezultă t_a și n_a . Ca formă, barele de amortizare pot fi rotunde sau dreptunghiulare. În general, cele mai utilizate sînt barele rotunde, pentru mașinile cu poli aparenti și varianta combinată și dreptunghiulare la cele cu poli înecați.

Dacă se utilizează bare dreptunghiulare și la poli aparenti, atunci trebuie ca raportul dimensiunilor acestora h/b să nu fie prea mare deoarece, la înălțimi h mari rezultă înălțimi mari ale pieselor polare. De asemenea, în cazul barelor dreptunghiulare trebuie considerat, cînd se face calculul pornirii în asincron, și fenomenul de refluxare a curentului. În mod obișnuit $h/b \leq 2 \div 3$, pentru ca rezistența mecanică a marginii piesei polare să fie corespunzătoare; la mașinile cu poli înecați, raportul h/b este mai mare.

Pentru coliviile pieselor polare ale rotoarelor în variantă combinată, se vor avea în vedere considerentele menționate la paragraful anterior și anume (fig. 13.7, c);

— pe mijlocul piesei polare nu se prevede bară de amortizare, din cauza șurubului de prindere;

— pentru determinarea pasului t_a se va considera însă, în relațiile (13.63, a) și (13.64) un număr de bare $n'_a = n_a + 1 = \text{număr impar}$, ca și cum ar exista și bara din mijloc;

— numărul barelor reale de amortizare, să fie un număr par ($n_a = \text{număr, par}$);

— se va prefera *inelul de scurtcircuitare complet* deoarece în cazul inelelor de scurtcircuitare incomplete (segmente de scurtcircuitare numai pe porțiunea piesei polare) curenții din înfășurarea de amortizare după axa transversală se închid, de la pol la pol, prin masa fierului rotoric, solicitând foarte mult la încălzire șuruburile de prindere a pieselor polare. Aceste solicitări termice combinate cu solicitările mecanice pot duce la ruperea șuruburilor, mai ales în cazul unei funcționări cu regimuri tranzitorii frecvente (șocuri, porniri dese etc.), chiar dacă din punct de vedere mecanic șuruburile au fost dimensionate corespunzător. De altfel, acest fenomen s-a constatat și în exploatare la mașinile sincrone cu regimuri tranzitorii frecvente și cu inel de scurtcircuitare incomplet.

La mașinile cu poli înecați, dacă dintele mare nu are creștături, atunci în acest caz se pot prevedea bare de amortizare asamblate identic ca în piesele polare și cînd este posibil, în scopul obținerii unor caracteristici de amortizare și de pornire bune, chiar și în dinții mici de lângă dintele mare (reactanța de scăpări a înfășurării de amortizare este cu atât mai mică cu cît repartiția barelor de amortizare pe pasul polar este mai mare — v. par. 13.11. 2 B).

Inelele de scurtcircuitare, în acest caz, se vor asambla lipite de miez pe sub suportul de susținere al capetelor frontale ale înfășurării de excitație (v. fig. 14.9).

Deoarece sînt mai utilizate, în cele ce urmează, se vor considera bare rotunde.

Calculul este identic și pentru barele dreptunghiulare (v. exemplul de calcul de la par. 14.24, punctul 4).

Secțiunea unei bare de amortizare

$$s_a = \frac{\Sigma s_a}{n_a} = \frac{\pi d_a^2}{4} \quad [\text{mm}^2]. \quad (13.65)$$

Considerînd s_a se determină diametrul d_a în mm, care apoi se normalizează la valoarea cea mai apropiată de STAS (v. anexa 11). De obicei pentru M_p mare, dimensiunile istmului se pot lua:

$$h_0 = b_0 = 2,5 \text{ mm sau } h_0 = 1,5 \text{ mm și } b_0 = 3 \text{ mm.}$$

În cazul barelor dreptunghiulare (pentru poli înecați), pentru secțiunea s_a din STAS se aleg dimensiunile h și b , astfel încît $h/b = 3 \div 8$.

Secțiunea transversală a inelului de scurtcircuitare

$$s_i = (0,4 \div 0,5) n_a s_a \quad [\text{mm}^2] \quad (13.66)$$

pentru care dimensiunile barei se aleg din STAS (v. anexa 7, tabelul 7-II).

Tipul inelului influențează considerabil în primul rînd caracteristicile de pornire și funcționarea corespunzătoare a mașinii.

Astfel:

— pentru cuplu de pornire M_p mare și în toate cazurile de funcționare cu regimuri tranzitorii frecvente, se preferă inel de scurtcircuitare complet;

— pentru cuplu de pornire mic (compensatoare) și la funcționarea fără regimuri tranzitorii frecvente, se poate utiliza inel de scurtcircuitare incomplet (segmente de scurtcircuitare separate pe fiecare pol).

13.8. PARAMETRII ÎNFĂȘURĂRII INDUSULUI (ÎN REGIM STAȚIONAR)

Pentru calculul caracteristicilor de funcționare, este necesar să se determine parametrii înfășurării statorului și înfășurărilor rotorului raportate la înfășurarea statorului (indusului), precum și reactanțele echivalente corespunzătoare regimurilor de scurtcircuit și constantele de timp. Uzual, parametrii înfășurărilor se calculează direct în unități relative (adică raportați la impedanța nominală $Z_N = U_N/I_N$).

Deoarece în această etapă nu se cunosc încă datele înfășurărilor rotorului (inductorului), adică ale înfășurării de excitație și de amortizare, nu se pot calcula toți parametrii mașinii. De aceea, în paragraful de față se vor calcula numai parametrii indusului (statorului) în regim staționar.

1. Rezistența în c.a. pe fază, în unități relative

$$r_1 = \frac{R_1 I_N}{U_N} \quad [\text{u.r.}] \quad (13.67)$$

în care:

R_1 este rezistența pe fază a înfășurării indusului (statorului), care se determină identic ca la mașina asincronă cu relația (10.77).

2. Reactanța de scăpări pe fază, în unități relative

$$x_{\sigma 1} = \frac{X_{\sigma 1} I_N}{U_N} \quad [\text{u.r.}] \quad (13.68)$$

în care:

$X_{\sigma 1}$ este reactanța de scăpări pe fază a înfășurării indusului (statorului), care se determină cu relația (10.79) sau (10.79, a) (v. punctul 3 de la rezumatul par. 10.8.3).

3. Reactanțele utile (nesaturate) corespunzătoare fluxului magnetic de reacție a indusului.

a. *Reactanța utilă corespunzătoare fluxului magnetic de reacție longitudinală a indusului (pentru mașini cu poli aparenți și varianta combinată).* Această reactanță se determină din condiția ca deformarea cîmpului magnetic principal de către cîmpul magnetic de reacție a indusului să fie în limitele admisibile. Astfel, în unități relative, conform [27]

$$x_{ad} = \frac{k_{ad} I_a}{k' U_N \delta_v} \quad [\text{u.r.}] \quad (13.69)$$

în care:

k_{ad} este coeficientul de raportare după axa longitudinală a solenafiei de reacție a indusului (stator) la inductor (rotor);

F_a — amplitudinea fundamentalei solenației de reacție a indusului pe o pereche de poli, care se calculează cu relația (v. și rel. 10.67, b)

$$F_a = \frac{m}{2} \frac{4}{\pi} \sqrt{2} I_N \frac{w_1 k_{w1}}{p} = 0,9 \frac{w_1 k_{w1}}{p} I_N \quad [\text{A}]; \quad (13.70)$$

$U_{m\delta 0}$ — t.m. a întrefierului la funcționarea în gol, pe o pereche de poli, corespunzătoare tensiunii nominale U_{1N} (nu t.e.m. nominale E_{1N}). Se determină cu relația (13.80), în care se ia $B_{\delta 0} = B_{\delta}/k_E$ sau se ia din tabelul 13.4, din coloana pentru U_{1N} ;

k' — coeficient ce ține seamă de creșterea tensiunii magnetice a întrefierului principal, datorită întrefierului de îmbinare dintre poli și jugul rotorului

$$k' = \frac{U_{m\delta} + U_{m\delta_{imb}}}{U_{m\delta}} = 1 + \frac{U_{m\delta_{imb}}}{U_{m\delta}}. \quad (13.71)$$

Pentru valorile normale ale întrefierului parazit de îmbinare rezultă

$k' = 1,05 \div 1,1$ pentru juguri feromagnetice din oțel;

$k' = 1,1 \div 1,15$ pentru juguri feromagnetice din fontă.

b). *Reactanța utilă corespunzătoare fluxului magnetic de reacție transversală a indusului (pentru mașini cu poli aparenti și varianta combinată).* Similar ca reactanța longitudinală, în u.r. rezultă

$$x_{aq} = \frac{k_{aq} F_a}{U_{m\delta 0}} \frac{1 + k_c}{2} \quad [\text{u.r.}] \quad (13.72)$$

în care:

k_{aq} este coeficientul de raportare după axa transversală a solenației de reacție a indusului (stator) la inductor (rotor).

OBSERVAȚIE. Conform figurii 13.8 în care

$$F_a = F_a \sin \psi \quad [\text{A}]; \quad (13.73)$$

$$F_q = F_a \cos \psi \quad [\text{A}],$$

rezultă că cele două componente ale amplitudinii solenației de reacție a indusului acționează în stator după axa longitudinală (F_d) și după axa transversală (F_q). Celor două componente reale din indus F_a și F_q , le corespund alte două componente, după axa longitudinală (F_{ad}) și după axa transversală (F_{aq}), echivalente cu primele două, care acționează însă în rotor (în înfășurarea de excitație). Pentru a fi echivalente, trebuie ca amplitudinile fundamentalelor din rotor să fie egale cu cele corespunzătoare din stator, adică:

$$F_{ad} = k_{ad} F_a = k_{ad} F_a \sin \psi \quad [\text{A}]; \quad (13.73, a)$$

$$F_{aq} = k_{aq} F_q = k_{aq} F_a \cos \psi \quad [\text{A}].$$

Din compararea relațiilor (13.73) și (13.73, a) reiese semnificația fizică a celor doi coeficienți de raportare k_{ad} și k_{aq} .

Valorile coeficienților k_{ad} și k_{aq} , care depind atât de forma curbei solenației de reacție, cât și de forma cîmpului magnetic principal (deci de forma polului) sînt indicate, pentru mașinile cu poli aparenti, în figura 13.9.

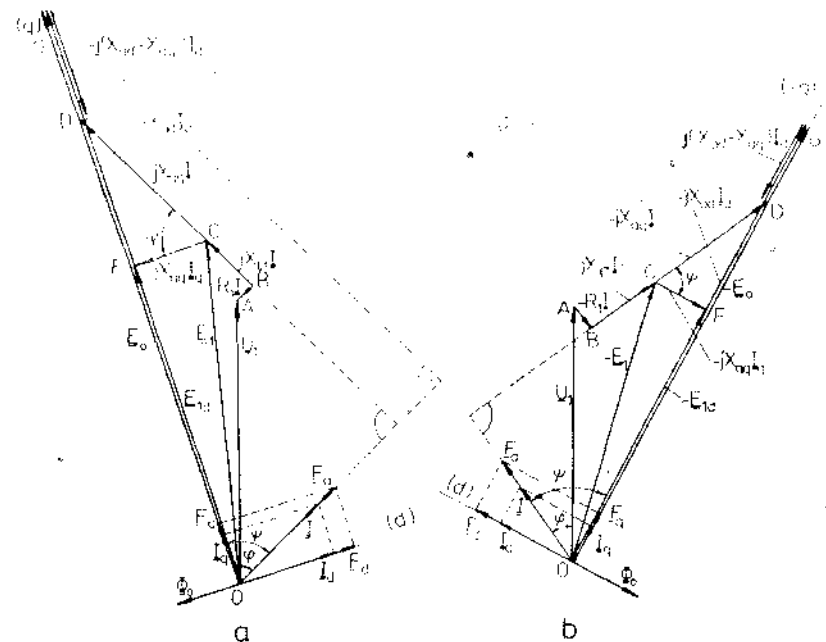


Fig. 13.8. Diagrama fazorială a mașinii sincrone cu poli aparenti:
a — generator inductiv; b — motor capacitiv.

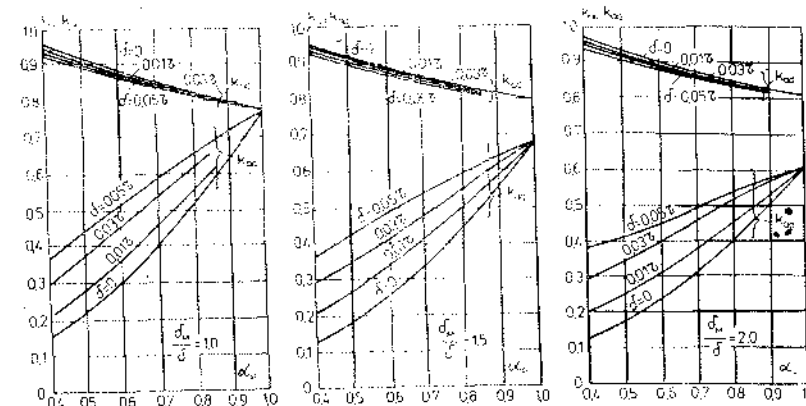


Fig. 13.9. Coeficienții k_{ad} și k_{aq} în funcție de α_p , δ_M/δ și δ/π , pentru mașinile sincrone cu poli aparenti.

● Pentru mașinile cu rotorul în variantă combinată, k_{ad} este identic cu cel al mașinilor cu poli aparenti similari (cu aceeași piesă polară). Deci și pentru mașinile cu rotorul în variantă combinată, coeficientul k_{ad} se determină tot din figura 13.9, pentru α_p , δ_M/δ și δ/π respectiv.

Coeficientul k_{aq} , diferă însă la mașinile cu rotorul în variantă combinată, față de cel cu poli aparenti, în sensul că are o valoare mai mare, deoarece δ_{transv} (fig. 13.7, a), din axa transversală q , este mai mic la varianta combinată decât la rotorul cu poli aparenti.

Astfel, dacă se notează

$$k = \frac{\delta_{transv}}{\delta}, \quad (13.74)$$

atunci coeficientul k_{aq} , pentru varianta combinată se determină cu relația [6]

$$k_{aq} = \frac{k-1}{k} k_{aq(p.a.)} + \frac{1}{k} \quad (13.75)$$

în care $k_{aq(p.a.)}$ este coeficientul k_{aq} al mașinii cu poli aparenti, determinat (pentru α_p , δ_M/δ și δ/τ ale variantei combinate) din figura 13.9.

c. *Reactanța utilă corespunzătoare fluxului magnetic de reacție a indusului (pentru mașinile cu poli înecați).* După cum se știe, la mașinile sincrone cu poli înecați, reactanțele după ambele axe (longitudinală și transversală) sînt aproximativ egale și se determină cu relația

$$x_a = \frac{k_a F_a}{U_m \delta_0} \quad [\text{u.r.}] \quad (13.76)$$

în care :

$$k_a = \frac{\pi^2 \gamma}{8 \sin\left(\gamma - \frac{\pi}{2}\right)} \quad (13.76, a)$$

este coeficientul de reacție a indusului.

4. Reactanța sincronă longitudinală

$$x_d = x_{ad} + x_{a1} \quad [\text{u.r.}] \quad (13.77)$$

5. Reactanța sincronă transversală

$$x_q = x_{aq} + x_{a1} \quad [\text{u.r.}] \quad (13.77, a)$$

6. Reactanța sincronă (la mașinile cu poli înecați)

$$x_d = x_a + x_{a1} \quad [\text{u.r.}] \quad (13.77, b)$$

(a se vedea și relațiile 13.137 și 13.137, a).

7. Reactanța homopolară

● Pentru mașinile cu poli aparenti și varianta combinată, conform [24]

$$x_0 = \frac{\pi k_a F_a l_i}{k_w^2 \Phi_{1N}} \cdot \frac{2p}{Z_1} (\lambda_{c0} + \lambda_{f0}) + 4 \frac{0,5 x_{ad}}{k_{ad} l_w^2} \left(\beta_y - \frac{2}{3} \right) \cdot \left[\left(\frac{2p}{Z_1} \right)^2 + \frac{1}{27} + \frac{7}{18} \left(\beta_y - \frac{2}{3} \right) - \left(\beta_y - \frac{2}{3} \right)^2 \right] \quad [\text{u.r.}] \quad (13.78)$$

în care :

λ_{c0} este permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătură, pentru curenții homopolari, care pentru creștături dreptunghiulare deschise (fig. 10.51, a) este

$$\lambda_{c0} = \frac{1}{b_e} \left[(3\beta_y - 2)h_2 + (9\beta_y - 5)\frac{h_1}{12} - (9\beta_y - 8)\frac{h_4}{12} \right] \quad (13.78, a)$$

unde :

$$\beta_y = y_1/g_r - \text{pasul relativ (v. și rel. 10.15).}$$

Pentru creștăturile din figura 10.51, b și c, se poate lua cu aproximație, pentru h_2 din relația (13.78, a) valoarea $h_2 = h_0 + h_3 + h_2 =$ distanța de la partea superioară a conductorului la exteriorul creștăturii;

λ_{f0} — permeanța geometrică specifică a scăpărilor frontale, pentru curenții homopolari

$$\lambda_{f0} = (0,2 + 0,5)\lambda_{f1} \quad (13.78, b)$$

unde λ_{f1} , este permeanța geometrică specifică a scăpărilor frontale pentru curenții de succesiune directă, dată de relația (10.101), (10.102) sau (10.103) (limitele mici se iau pentru înfășurarea în două straturi, iar limitele mari, pentru înfășurarea într-un strat).

Pentru Φ_{1N} , vezi relația (13.23), iar l_i , în m.

● Pentru mașinile cu poli înecați, conform [27], pentru $\beta_y \geq \frac{2}{3}$ și figura 10.51, a

$$x_0 = k_x \frac{2l_i'}{Z_1} \lambda_{c0} + 1,57 x_{ad} \left(\beta_y - \frac{2}{3} \right) \frac{1}{k_{ad} k_w^2} \left[\left(\frac{2}{Z_1} \right)^2 + 0,037 + 0,39 \left(\beta_y - \frac{2}{3} \right) - \left(\beta_y - \frac{2}{3} \right)^2 \right] \quad [\text{u.r.}] \quad (13.79)$$

în care :

$$k_x = 0,235 \left(\frac{w_1}{10} \right)^2 \frac{I_N}{U_{1N}} \cdot 10^{-2}, \text{ pentru frecvența } f_1 = 50 \text{ Hz}; \quad (13.79, a)$$

$$l_i' \approx l_g - 0,2 n_e b_e \quad [\text{m}], \text{ pentru miezurile divizate};$$

$$l_i' = l_g \quad [\text{m}], \text{ pentru miezurile compacte};$$

w_1 — numărul de spire pe fază dat de relația (13.17).

Pentru creștăturile de forma din figura 10.51, b și c, este valabilă indicația de mai sus, adică se poate lua în relația (13.78, a) $h_2 = h_0 + h_3 + h_2$.

13.9. CARACTERISTICILE MAGNETICE ȘI SOLENAȚIA DE EXCITAȚIE LA SARCINA NOMINALĂ

În acest paragraf se calculează mai întâi tensiunile magnetice, apoi se calculează și se trasează grafic caracteristicile magnetice cu ajutorul cărora se determină solenația de excitație la sarcină nominală.

13.9.1. TENSIUNILE MAGNETICE (T.m.)

ÎN DIFERITELE PORȚIUNI ALE CIRCUITULUI MAGNETIC

A. T.m. a întrefierului principal

Pentru o pereche de poli (v. și par. 10.7.2 A) se determină cu relația

$$U_{m8} = 2 \frac{B_8}{\mu_0} k_c \delta \quad [\text{A}] \quad (13.80)$$

în care :

B_8 este inducția magnetică maximă în întrefier determinată cu relația (13.19), în T;

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m};$$

δ — întrefierul principal, în m;

k_C — coeficientul lui Carter.

Cînd există creștături pe ambele armături atunci

$$k_C = k_{C1} k_{C2} \quad (13.81)$$

unde :

k_{C1} este coeficientul lui Carter pentru stator (indus);

k_{C2} — coeficientul lui Carter pentru rotor (inductor) corespunzător creștăturilor din zona piesei polare, la mașinile cu poli aparenti și varianta combinată sau din zona dintelui mare, la mașinile cu poli înecați.

Coeficientul lui Carter pentru stator (1) sau pentru rotor (2) se determină cu relația (7.34, a), în care :

$l_{1,2}$ este pasul dentar al creștăturilor statorului (1) respectiv al creștăturilor rotorului (2) din zona piesei polare (al înfășurării de amortizare), la mașinile cu poli aparenti și varianta combinată sau din zona dintelui mare (al înfășurării de amortizare ori al creștăturilor nebobinate deschise), la mașinile cu poli înecați;

$a_{1,2}$ — (în locul lui $a_{r,s}$), este deschiderea creștăturilor (sau istmurilor creștăturilor) statorului (1) respectiv rotorului (2) din zona piesei polare sau a dintelui mare (a istmurilor creștăturilor înfășurării de amortizare ori deschiderea creștăturilor nebobinate ale dintelui mare, dacă penele acestora sînt nemagnetice).

B. T.m. a dinților indusului (statorului)

Pentru o pereche de poli, se determină identic ca la mașina asincronă, conform par. 10.7.2 B.

C. T.m. a jugului statorului (indusului)

Pentru o pereche de poli se determină identic ca la mașina asincronă, conform par. 10.7.2 D.

D. Tensiunile magnetice ale polilor sau dinților rotorului

1. Mașini cu poli aparenti

— T.m. a polului, pentru o pereche de poli

$$U_{mm} = 2(h_m + h_p)H_m \quad [\text{A}] \quad (13.82)$$

în care :

$$H_m = \frac{1}{6} (H_{mmax} + 4H_{med} + H_{min}) \quad [\text{A/cm}], \quad (13.82, a)$$

este intensitatea medie a cîmpului magnetic în corpul polului (h_m și h_p se introduc în cm).

Cele trei valori ale inducției magnetice în corpul polului, pentru care rezultă, din anexa 3, intensitățile cîmpului magnetic, se determină cu relațiile (v. și relațiile 13.34., 13.36 și 13.37,) :

$$B_{mmax} = \frac{\sigma \Phi}{k_{Fem} l_m b_m} \quad [\text{T}];$$

$$B_{min} = B_{mmax} \frac{(\sigma - 1) \frac{\Lambda_p}{\Lambda_{sc}} + 1}{\sigma} \quad [\text{T}]; \quad (13.82, b)$$

$$B_{med} = B_{min} + \frac{3}{4} (B_{mmax} - B_{min}) \quad [\text{T}].$$

— T.m. a întrefierului de îmbinare dintre pol și jugul rotorului, pentru o pereche de poli

$$U_{\delta_{imb}} = 2 \frac{B_{mmax}}{\mu_0} \delta_{imb} \quad [\text{A}] \quad (13.83)$$

în care :

B_{mmax} , în T;

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m};$$

δ_{imb} — întrefierul parazit, de îmbinare a polilor cu jugul rotorului, în m;

$\delta_{imb} = 0,015 \text{ cm}$ — pentru jugul rotorului din oțel;

$\delta_{imb} = 0,025 \text{ cm}$ — pentru jugul rotorului din fontă.

2. Mașini cu poli înecați

În funcție de destinație, aceste mașini pot fi, fie mașini normale cu poli înecați cu $2p \geq 4$ (fig. 13.10), fie de tip turbogeneratoare cu $2p = 2$ (fig. 13.11).

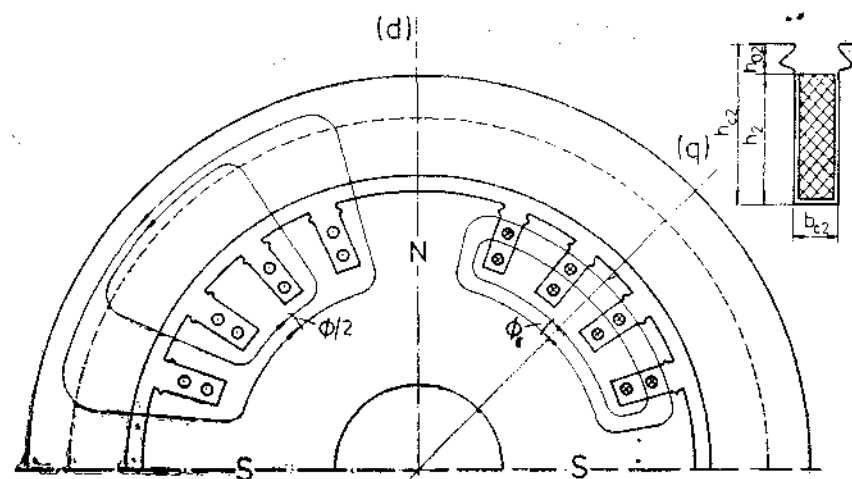


Fig. 13.10. Mașina sincronă cu poli înecați cu $2p \geq 4$ (în figură $2p = 4$).

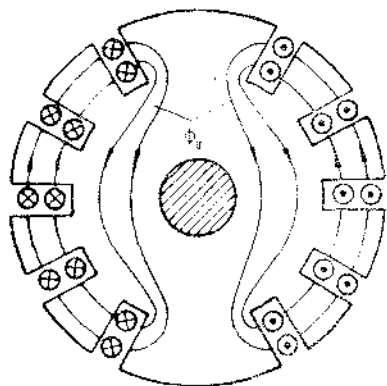


Fig. 13.11. Rotor cu poli înecați cu $2p = 2$ (tip turbogenerator) și spectrul aproximativ al câmpului magnetic de scăpări.

Mașinile normale cu $2p \geq 4$ au miezul feromagnetic rotoric împachetat din tole de tablă silicioasă laminată la rece cu cristale neorientate rezultate din interioarele tolelor statorului, iar dintele mare este de obicei fără creștături. Dacă se urmărește însă obținerea unui magnetism remanent sporit, atunci se pot folosi două soluții:

- se ștanțază creștături și în dintele mare (rotorul va avea deci Z_2 creștături uniform repartizate), care nu se vor bobina, ci în aceste creștături se vor introduce bare masive din oțel consolidate prin sudare;

- se utilizează pentru miezul rotoric tablă din oțel obișnuit (nealiat) cu grosimea de $1 \div 2$ mm ca la poliți aparenti. Această soluție este însă neeconomică din punct de vedere al folosirii materialelor. De aceea, cel mai frecvent se întâlnește prima soluție sau soluția cu dintele mare necreștat (evident cu remanență mică).

Mașinile cu $2p = 2$ (turbogeneratoare) au rotorul fie masiv; forjat dintr-o bucată, fie din inele de tablă groasă (circa 100 mm) forjate și presate pe arbore, prelucrarea creștăturilor făcându-se direct pe butucul asamblat.

— T.m. a dinților rotorului, pentru o pereche de poli

$$U_{mR} = 2h_{c2}H_{dR} \quad [\text{A}] \quad (13.84)$$

în care:

$$H_{dR} = \frac{l}{6} (H_{dRmax} + 4H_{dRmed} + H_{dRmin}) \quad [\text{A/cm}] \quad (13.84, a)$$

este intensitatea medie a câmpului magnetic în dintele mare al rotorului.

Intensitățile câmpului magnetic în cele trei secțiuni ale dintelui mare (minimă, medie și maximă) se determină din curba de magnetizare a materialului utilizat pentru miezul rotorului (pentru tablă silicioasă — anexa 2, pentru tablă de oțel — anexa 3), în funcție de inducțiile magnetice din secțiunile respective ale dintelui mare al rotorului.

Determinarea inducțiilor magnetice în cele trei secțiuni ale dintelui mare al rotorului, se face în funcție de faptul dacă dintele mare este prevăzut sau nu cu creștături [25]. Din acest punct de vedere se disting două cazuri:

a) Rotor la care dintele mare nu are creștături sau creștăturile sunt umplute cu bare masive feromagnetice ori sunt închise cu pene feromagnetice. Tot în această categorie intră și cazul când în dintele mare sunt prevăzute creștături pentru înfășurarea de amortizare (fig. 13.5, b), deoarece dimensiunile acestora sunt mult mai mici decât ale creștăturilor bobinate, având de asemenea deschiderea b_0 a istmului mică.

Considerând cazul cel mai frecvent întâlnit, când solenațiile tuturor creștăturilor bobinate sînt egale, rezultă o curbă de repartitie a inducției magnetice în întrefier de forma indicată în figura 13.12.

După cum se vede, pentru forma în trepte a câmpului magnetic în întrefier sau trapezoidală, reprezentată cu linii întrerupte, fluxul magnetic util pe pol se poate estima prin relația

$$\Phi = \frac{2 \cdot 1}{2} \frac{b_p}{l_p} l_p B_0 \quad [\text{Wb}] \quad (13.85)$$

în care (fig. 13.12):

b_p este arcul polar al părții nebobinate a inductorului măsurat între axele creștăturilor care o delimitează la periferia indusului.

De-a lungul arcului b_p inducția magnetică în întrefier la suprafața indusului este aproximativ constantă și egală cu valoarea maximă B_0 din axa polului, corespunzător căreia s-au determinat și celelalte tensiuni magnetice $U_{m\delta}$, U_{md} și U_{mR} .

Pentru determinarea inducțiilor magnetice în cele trei secțiuni ale dintelui mare al rotorului, se au în vedere următoarele considerente:

— fluxul magnetic util prin dintele mare este dat de relația

$$\Phi_p = b_p l_p B_0 \quad [\text{Wb}] \quad (13.86)$$

unde (pentru N_p , v. rel. 13.57):

$$b_p = (N_p + 1) l_p \quad [\text{m}] \quad (13.86, a)$$

după cum se vede din figura 13.10 și figura 13.11, fluxul magnetic de scăpări rezultat al inductorului nu solicită decât dintele mare, deoarece prin dinții mici are o direcție transversală;

— fluxul magnetic de scăpări al inductorului (rotorului) în zona creștăturilor este uniform repartizat pe înălțimea creștăturii (a dintelui mare), lucru valabil numai pentru scăpările în creștătură. Fluxul magnetic de scăpări de la dinte la dinte solicită însă toate secțiunile dintelui mare, deși el este mult mai mic decât fluxul de scăpări prin creștături.

De aceea, pentru a lucra acoperitor, se consideră că toate secțiunile dintelui mare (minimă, medie și maximă) sînt solicitate de întregul flux magnetic de scăpări al inductorului (rotorului) dat de relația [25, vol. II]

$$\Phi_\sigma = \Lambda_{\sigma\delta} U_{m\delta} \quad [\text{Wb}] \quad (13.87)$$

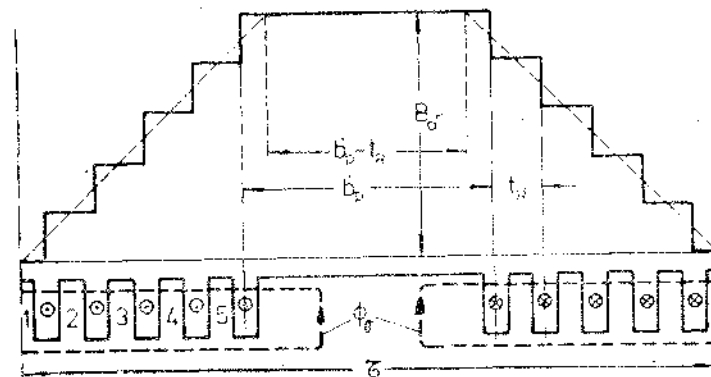


Fig. 13.12. Curba repartitiei spațiale a inducției magnetice în întrefier, pentru un inductor la care dintele mare nu are creștături sau are creștături (nebobinate) închise cu pene feromagnetice.

în care permeanța magnetică totală a fluxului magnetic de scăpări este

$$\Lambda_{sc} = 2\mu_0 \frac{l_{res}}{N_b} (\lambda_{ce} + \lambda_{de}) + 0,2\mu_0 l_R \quad (13.88)$$

unde :

N_b este numărul creștăturilor bobinate pe pol (v. rel. 13.57);
 l_{res} — lungimea miezului rotor, în m;
 λ_{ce} — permeanța geometrică specifică a cîmpului magnetic de scăpări în creștătură. Pentru creștătura din figura 13.10

$$\lambda_{ce} = \frac{l_{c2}}{2b_{c2}} + \frac{h_{c2}}{b_{c2}} \quad (13.88, a)$$

În cazul altor forme de creștături reprezentate în figura 10.51 și figura 10.52, se utilizează pentru λ_{ce} , relațiile cunoscute din literatură — v. relațiile (10.82...10.86) — cu deosebirea că termenul corespunzător înălțimii active a creștăturii, ocupată de conductoare, are la numitor cifra 2 în loc de cifra 3; aceasta deoarece la fluxul de scăpări al inductorului permeanța se referă la fluxul magnetic fascicular (și se pune cifra 2), iar la fluxul de scăpări în creștătură, care determină inductanța de scăpări, permeanța se referă la fluxul magnetic înălțuit (și se pune cifra 3), în ambele cazuri admitîndu-se că repartiția inducției magnetice variază liniar cu înălțimea;

λ_{de} — permeanța geometrică specifică a cîmpului magnetic de scăpări de la dinte la dinte :

— pentru rotorul împachetat din tole (v. și fig. 13.13)

$$\lambda_{de} = \frac{[l_R - 0,75(a_s + b_{c2})]^2}{6l_R\delta} \quad (13.88, b)$$

— pentru rotorul masiv

$$\lambda_{de} = \frac{5 \frac{\delta}{b_{c2}}}{5 + 4 \frac{\delta}{b_{c2}}} \quad (13.88, c)$$

Fluxul magnetic total care trece numai prin dintele mare al rotorului este dat de relația

$$\Phi_{Dt} = \Phi_D + \Phi_e \quad [\text{Wb}] \quad (13.89)$$

Rezultă astfel inducțiile magnetice în cele trei secțiuni ale dintelui mare al rotorului :

$$B_{dRmax} = \frac{\Phi_{Dt}}{k_{res} l_{res} b_{dRmax}} \quad [\text{T}] ;$$

$$B_{dRmed} = \frac{\Phi_{Dt}}{k_{res} l_{res} b_{dRmed}} \quad [\text{T}] ; \quad (13.90)$$

$$B_{dRmin} = \frac{\Phi_{Dt}}{k_{res} l_{res} b_{dRmin}} \quad [\text{T}] ;$$

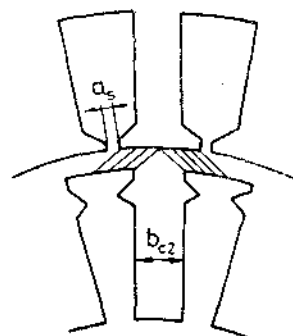


Fig. 13.13. Cu privire la permeanța scăpărilor de la dinte la dinte.

în care, lățimile dintelui mare se determină cu relațiile :

$$\begin{aligned} b_{dRmin} &= \frac{\pi(D_r - 2h_{c2})}{Z'_2} (N_D + 1) - b_{c2} ; \\ b_{dRmed} &= \frac{\pi(D_r - h_{c2})}{Z'_2} (N_D + 1) - b_{c2} ; \\ b_{dRmax} &= \frac{\pi D_r}{Z'_2} (N_D + 1) - b_{c2} \end{aligned} \quad (13.90, a)$$

unde :

N_D este numărul de creștături nebobinate sau neștanțate pe un pol (v. rel. 13.57).

Dacă există creștături (nebobinate) și în dintelui mare, care nu sînt umplute cu material feromagnetic masiv, sau creștături ale înfășurării de amortizare ori alte orificii pentru ventilație, atunci lățimile dintelui mare în zona respectivă, cu care se calculează inducțiile magnetice în dintelui mare al rotorului, se vor reduce corespunzător cu aceste creștături sau orificii.

Astfel, în cazul existenței creștăturilor înfășurării de amortizare, înălțimea dintelui mare se împarte în două tronșoane : tronșonul I, cuprinde zona dintelui mare în care nu există creștături, adică de la baza creștăturii înfășurării de excitație pînă la baza creștăturii înfășurării de amortizare ; tronșonul II, cuprinde zona dintelui mare în care există creștăturile înfășurării de amortizare.

T.m. a dinților rotorului se determină, în acest caz, cu relația (14.232) de la exemplul de calcul, adică

$$U_{mDR} = U_{mDRI} + U_{mDRII}$$

Pentru cazul cînd creștăturile înfășurării de amortizare sînt dreptunghiulare, modul de lucru este redat în exemplul de calcul prezentat la par. 14.26.1 (v. relațiile 14.231 - 14.238).

Pentru cazul cînd creștăturile înfășurării de amortizare sînt rotunde (cu diametrul d_a și înălțimea istmului h_0), atunci t.m. a tronșonului I se determină identic ca în cazul precedent al creștăturilor înfășurării de amortizare de formă dreptunghiulară, unde în locul relațiilor (13.90, a) trebuie utilizate relațiile (14.233), în care

$$h_1 = h_{c2} - (d_a + h_0) \quad [\text{cm}] ;$$

T.m. a tronșonului II (din zona creștăturilor rotunde), se determină tot cu o relație similară cu relația (14.237), adică

$$U_{mDRII} = 2h_{II} H_{dRII}$$

însă în care, valorile mărimilor (din această relație) se determină astfel (v. și par. 10.7.2 C, relațiile 10.64, a și b) :

$$h_{II} = 0,9d_a \quad [\text{cm}] ;$$

H_{dRII} se ia din curba de magnetizare a tablei folosite la rotor, pentru inducția magnetică calculată cu relația

$$B_{dRII} = \frac{\Phi_{D2}}{k_{res} l_{res} b_{dRII}} \quad [\text{T}] \quad (13.90, b)$$

unde, lăţimea echivalentă a dintelui mare, din zona creştăturilor rotunde ale înfăşurării de amortizare este

$$b_{aR11} = \frac{\pi \left(D_r - 2h_0 - \frac{2}{3} d_a \right)}{Z'_2} (N_D + 1) - b_{c2} \approx 0,91 n_d d_a \quad [\text{m}]. \quad (13.90, c)$$

Dacă în creştăturile nebobinate ale dintelui mare s-au introdus bare masive feromagnetice, atunci situaţia este similară cu cazul când dintelui mare n-ar fi crestat.

b) Rotor la care dintelui mare are creştături nebobinate deschise.

În acest caz (fig. 13.14), fluxul magnetic de scăpări solicită numai dinţii care mărginesc arcul polar b_p . Prin aceasta, inducţia magnetică în întrefier deasupra acestor dinţi devine mai mică decât în restul părţii nebobinate a inductorului (rotorului), care corespunde arcului b_p .

Se poate astfel, ca printr-o dimensionare potrivită a secţiunii acestor dinţi marginali, să se obţină o curbă a cîmpului în întrefier cât mai apropiată de sinusoidală (fig. 13.14, cu linie subţire punctată).

După cum se vede, pentru valoarea maximă a inducţiei magnetice din întrefier B_δ (din axa polului), fluxul magnetic util pe pol se poate estima ca şi în cazul mărimilor sinusoidale, cu relaţia

$$\Phi \approx \frac{2}{\pi} \tau l_i B_\delta \quad [\text{Wb}]. \quad (13.91)$$

Tensiunea magnetică din întrefier se determină, pentru această inducţie, cu coeficientul lui Carter referitor la domeniul arcului b_p . În acest domeniu al rotorului nu intervine fluxul magnetic de scăpări astfel că, determinarea tensiunii magnetice a dinţilor rotorului (pentru acest domeniu) se face cu fluxul magnetic

$$\Phi_D = b_p' l_i B_\delta \quad [\text{Wb}] \quad (13.91, a)$$

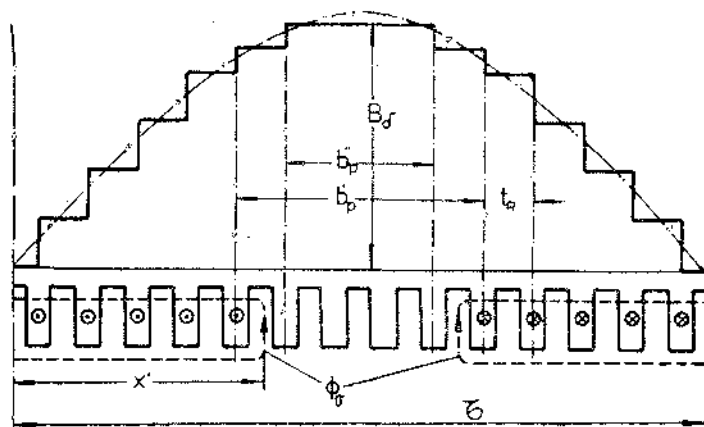


Fig. 13.14. Curba repartiției spațiale a inducției magnetice în întrefier, pentru un inductor cu dintelui mare prevăzut cu creştături nebobinate deschise (de aceleași dimensiuni ca și cele bobinate).

unde :

$$b_p'' = (N_D - 1) t_R \quad [\text{m}],$$

iar a tensiunii magnetice din jugul rotorului, cu fluxul magnetic total

$$\Phi_m = \Phi + \Phi_\sigma \quad [\text{Wb}].$$

Rezultă astfel că t.m. a dinţilor rotorului se determină tot cu relaţia (13.84), în care intensitatea medie a cîmpului magnetic este dată de relaţia (13.84, a).

Intensitatea cîmpului magnetic în cele trei secţiuni ale dinţilor din domeniul arcului b_p'' , se determină pentru inducţiile magnetice aparente din aceste secţiuni date de relaţiile :

$$\begin{aligned} B'_{dRmax} &= \frac{\Phi_D'}{S_{dRmin}} \quad [\text{T}]; \\ B'_{dRmed} &= \frac{\Phi_D'}{S_{dRmed}} \quad [\text{T}]; \\ B'_{dRmin} &= \frac{\Phi_D'}{S_{dRmax}} \quad [\text{T}] \end{aligned} \quad (13.92)$$

în care, secţiunile dinţilor din domeniul b_p'' , se calculează cu relaţiile :

$$\begin{aligned} S_{dRmin} &= k_{Fe2} l_{Fe2} (t_{Rmin} - b_{c2}) (N_D - 1) \quad [\text{m}^2]; \\ S_{dRmed} &= k_{Fe2} l_{Fe2} (t_{Rmed} - b_{c2}) (N_D - 1) \quad [\text{m}^2]; \\ S_{dRmax} &= k_{Fe2} l_{Fe2} (t_R - b_{c2}) (N_D - 1) \quad [\text{m}^2] \end{aligned} \quad (13.92, a)$$

unde, paşii dentari ai rotorului în cele trei secţiuni sînt :

$$\begin{aligned} t_{Rmin} &= \frac{\pi(D_r - 2h_{c3})}{Z'_2} \quad [\text{m}]; \\ t_{Rmed} &= \frac{\pi(D_r - h_{c2})}{Z'_2} \quad [\text{m}]; \\ t_R &= \frac{\pi D_r}{Z'_2} \quad [\text{m}]. \end{aligned} \quad (13.92, b)$$

Dacă inducţiile magnetice aparente date de relaţiile (13.92) $B'_{dRx} \leq 1,8 \text{ T}$ ($x = \text{max, med, min}$), atunci intensitatea corespunzătoare a cîmpului magnetic H_{dRx} , se alege din curbele de magnetizare ale materialului miezului rotor, pentru $k_{dRx} = 0$.

Dacă $B'_{dRx} > 1,8 \text{ T}$, atunci H_{dRx} se alege şi în funcţie de coeficientul respectiv al dintelui rotor din secţiunea corespunzătoare determinat similar ca cel al dintelui stator (v. relaţiile 7.36, c)

$$k_{dRx} = \frac{b_{c2} l_i}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{dRx}} \quad (13.92, c)$$

unde lăţimea dintelui mic (nebobinat), din secţiunea „x” este

$$b_{dRx} = t_{Rx} - b_{c2},$$

t_{Rx} fiind dat de relaţiile (13.92, b).

În cazul în care curbele de magnetizare ale materialului miezului rotor nu sînt trasate şi pentru diferiţi coeficienţi $k_{dRx} \neq 0$, atunci (pentru

$B'_{dR} > 1,8 \text{ T}$) se calculează mai întâi inducția magnetică reală în secțiunea „x”, unde este mai mare ca 1,8 T, cu relația (7.36, b), apoi, pentru valoarea reală obținută B_{dR} , rezultă din curbă (sau tabel) intensitatea respectivă a cîmpului magnetic H_{dR} (a se vedea și punctul B al paragrafului).

În cele de mai sus, s-a considerat că în dintele mare există creștături nebobinate și deschise, identice cu cele bobinate. Dacă însă, dimensiunile creștăturilor nebobinate din dintele mare sînt diferite de cele bobinate, atunci cele menționate se vor referi la dimensiunile creștăturilor existente, în realitate, în dintele mare.

OBSERVAȚIE. În cele două posibilități de construcție a inductorului (rotorului) cu poli înecați, tratate, s-au adoptat curbele simplificate de repartiție în spațiu, pe deschiderea pasului polar τ , a cîmpului magnetic din întrefier, curbe apropiate de situația reală.

Se pot însă determina exact aceste curbe, în ambele cazuri, ținînd cont de fluxurile magnetice care trec prin fiecare dinte atât al părții bobinate cît și al părții nebobinate inclusiv prin dinții care conduc fluxul magnetic de scăpări din cazul b. În acest scop a se vedea [25] vol. II pag. 115–117. Abaterile de la curba exactă la curba simplificată fiind însă mici, s-a considerat că metoda prezentată este corespunzătoare necesitînd și un volum de calcule mai redus.

3. Mașini cu rotorul în variantă combinată

După cum s-a văzut (fig. 13.7), piesa polară este amplasată deasupra dintelui mare și de aceea în acesta nu-și are rostul existența unor creștături (nebobinate).

Deoarece spre exteriorul suprafeței de îmbinare dintre piesa polară și dintele mare (adică la extremitățile piesei polare), întrefierul este destul de mare, se consideră că întregul flux magnetic al polului trece numai prin dintele mare; deci dintele mare este similar cu corpul polului de la mașinile cu poli aparenti.

— T.m. a dintelui mare al rotorului, pentru o pereche de poli, se calculează similar ca la mașinile cu poli înecați

$$U_{mR} = 2h_{c2}H_{dR} \quad [\text{A}] \quad (13.93)$$

în care:

$$H_{dR} = \frac{1}{6}(H_{dRmax} + 4H_{dRmed} + H_{dRmin}) \quad [\text{A/cm}], \quad (13.93, a)$$

este intensitatea medie a cîmpului magnetic în dintele mare al rotorului calculată cu cele trei intensități ale cîmpului magnetic, corespunzătoare celor trei valori ale inducției magnetice din dintele mare.

Valorile inducțiilor magnetice din dintele mare (fig. 13.7, a), maximă (în secțiunea 1–1'), medie (în secțiunea 2–2') și minimă (în secțiunea 3–3'), se determină conform următoarelor ipoteze, foarte apropiate de situația reală:

— se consideră că fluxul magnetic de scăpări din zona creștăturilor rotorice Φ_{sc} , este uniform repartizat pe înălțimea creștăturii;

— pentru valori ale inducției magnetice mai mici decît 1,8 T, se consideră că tot fluxul magnetic al polului, din acea porțiune, trece numai prin dintele mare;

— pentru inducții magnetice mai mari de 1,8 T se consideră că o parte din fluxul magnetic al polului, trece și prin creștăturile și dinții mici, vecini dintelui mare, însă numai prin cei de pe deschiderea piesei polare $h_p = \alpha_p \tau$, deoarece întrefierul de sub piesa polară este mult mai mic decît δ_{transc} din axa transversală.

Pe baza primelor două ipoteze, rezultă că fluxurile magnetice în cele trei secțiuni, în care se calculează inducțiile magnetice din dintele mare sînt:

— pentru secțiunea minimă (1–1')

$$\Phi_{max} = \Phi + \Phi_{sc} + \Phi_{sp} \quad [\text{Wb}];$$

— pentru secțiunea medie (2–2')

$$\Phi_{med} = \Phi + \frac{1}{2} \Phi_{sc} + \Phi_{sp} \quad [\text{Wb}]; \quad (13.94)$$

— pentru secțiunea maximă (3–3')

$$\Phi_{min} = \Phi + \Phi_{sp} \quad [\text{Wb}].$$

Fluxul magnetic de scăpări al inductorului, în conformitate cu [6], [13] și [25], se calculează ținînd cont că sub aspect teoretic și constructiv, noul tip de rotor conține elemente ale fiecărei variante clasice. Rezultă astfel că, fluxul magnetic total de scăpări Φ_{sc} are două componente:

● în zona creștăturilor, care se calculează similar ca la varianta cu poli înecați, utilizînd relația

$$\Phi_{sc} = \Lambda_{sc} U_{m\delta j1\delta i m b} \quad [\text{Wb}] \quad (13.95)$$

în care:

$$\Lambda_{sc} = 2\mu_0 \frac{l_{Fe2}}{N_b} \lambda_{ce} + 0,2\mu_0 l_R, \quad (13.95, a)$$

este permeanța magnetică totală a fluxului magnetic de scăpări în zona creștăturilor, cu semnificația termenilor ca în relația (13.88) și figura 13.7, a (pentru creștătura rotorului);

$$U_{m\delta j1\delta i m b} = U_{m\delta} + U_{md1} + U_{mj1} + U_{m\delta i m b} \quad [\text{A}], \quad (13.95, b)$$

este tensiunea magnetică (pe partea statorului), de la extremitățile circuitului magnetic, pentru zona creștăturilor (pînă la îmbinarea pieselor polare cu dintele mare), pe o pereche de poli;

OBSERVAȚIE. Deoarece întrefierul transversal δ_{transc} , este mult mai mare, decît întrefierul δ al mașinii, în relația (13.95, a) nu se mai consideră permeanța scăpărilor de la dinte la dinte λ_{de} ca în relația (13.88).

● în zona pieselor polare, care se calculează similar ca la varianta cu poli aparenti cu relația

$$\Phi_{sp} = \Lambda_{sp} U_{m\delta j1} \quad [\text{Wb}] \quad (13.96)$$

în care (v. rel. 13.37, a și fig. 13.5, a)

$$\Lambda_{sp} = 2\mu_0 l_p \left[\frac{h_p}{c_p} + \frac{2h_{pm}}{\pi l_p} \ln \left(1 + \frac{\pi}{2} \frac{b_p}{c_p} \right) \right], \quad (13.96, a)$$

este permeanța magnetică totală a fluxului magnetic de scăpări în zona pieselor polare, unde:

$$h_{pm} = \frac{2h_p + h_p}{3}$$

este înălțimea echivalentă a piesei polare, în m;

l_p — lungimea piesei polare, în m.

Celelalte mărimi cu semnificațiile din figura 13.7, a se introduc în m (pentru c_p v. și rel. 13.37, b);

$$U_{m\delta j1} = U_{m\delta} + U_{md1} + U_{mj1} \quad [A], \quad (13.97)$$

este tensiunea magnetică a statorului, pe o pereche de poli (de la extremitățile dinspre întrefier ale circuitului magnetic pentru zona pieselor polare).

Rezultă astfel inducțiile magnetice în cele trei secțiuni ale dintelui mare:

$$B'_{dRmax} = \frac{\Phi + \Phi_{\sigma r} + \Phi_{\sigma p}}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{dRmax}} \quad [T];$$

$$B'_{dRmed} = \frac{\Phi + \frac{1}{2} \Phi_{\sigma r} + \Phi_{\sigma p}}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{dRmed}} \quad [T]; \quad (13.98)$$

$$B'_{dRmin} = \frac{\Phi + \Phi_{\sigma p}}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{dRmin}} \quad [T]$$

în care:

$$b_{dRmin} = \frac{\pi(D_r - 2h_{r2})}{Z'_2} (N_D + 1) - b_{c2};$$

$$b_{dRmed} = \frac{\pi(D_r - h_{r2})}{Z'_2} (N_D + 1) - b_{c2}; \quad (13.98, a)$$

$$b_{dRmax} = \frac{\pi D_r}{Z'_2} (N_D + 1) - b_{c2},$$

sînt lățimile corespunzătoare ale dintelui mare, în m.

Ipoteza 3-a (c, din acest paragraf), pentru $B'_{dR} > 1,8$ T, se ia în considerație prin folosirea, la determinarea din curba de magnetizare a intensității cîmpului magnetic respectiv H_{dR} , a coeficientului de dinte k_{dR} , calculat pentru secțiunea aflată la distanța „x” de baza creștăturii rotorului, însă numai pe deschiderea b_p a piesei polare, cu relația

$$k_{dR} = \frac{S_{rcc}}{S_{Fe2x}} = \frac{\left(\alpha_p \frac{Z'_2}{2p} - N_D \right) b_p l_i}{k_{Fe2} \left[\alpha_p \frac{Z'_2}{2p} (l_{i2} - b_{c2}) + N_D b_{c2} \right] l_{Fe2}} \quad (13.99)$$

Astfel:

— pentru $x = 0 \Rightarrow l_{Rmin} \Rightarrow k_{dRmin}$, asociat lui B'_{dRmin} ;

— pentru $x = b_{c2}/2 \Rightarrow l_{Rmed} \Rightarrow k_{dRmed}$, asociat lui B'_{dRmed} ;

— pentru $x = h_{c2} \Rightarrow l_{Rmax} \Rightarrow k_{dRmax}$, asociat lui B'_{dRmax} .

— T.m. a întrefierului de înbinare, dintre piesa polară și dinte mare, pentru o pereche de poli

$$U_{m\delta im} = 2 \frac{B_{dRmin}}{\mu_0} \delta_{im} \quad [A] \quad (13.100)$$

în care întrefierul de înbinare

$$\delta_{im} = 0,015 \text{ cm.}$$

E. T.m. a jugului rotorului (inductorului)

Pentru o pereche de poli t.m. se determină cu relația:

$$U_{mj2} = L_{j2} H_{j2} \quad [A] \quad (13.101)$$

în care:

H_{j2} este intensitatea cîmpului magnetic în jugul rotorului (inductorului) în A/cm, care se determină din curba de magnetizare, pentru inducția magnetică din jugul rotorului B_{j2} și materialul jugului rotor.

Valoarea exactă a inducției magnetice în jugul rotorului se determină din relațiile (13.42) sau (13.43), însă pentru h_{j2} recalculat (cu D_{ir} definitiv) și cu fluxul magnetic de scăpări exact calculat mai sus.

Astfel, pentru mașinile cu poli aparenti, varianta combinată și cu poli înecați, însă cu $2p \geq 4$:

— pentru jugul rotorului împachetat din tole

$$B_{j2} = \frac{\Phi + \Phi_{\sigma}}{2k_{Fe2} l_{Fe2} h_{j2}} \quad [T]; \quad (13.102)$$

OBSERVAȚIE. La mașinile cu rotorul în variantă combinată

$$\Phi_{\sigma} = \Phi_{\sigma r} + \Phi_{\sigma p} \quad [Wb].$$

— pentru jugul rotorului masiv

$$B_{j2} = \frac{\Phi + \Phi_{\sigma}}{2l_{Fe2} h_{j2}} \quad [T] \quad (13.102, a)$$

în care h_{j2} are valoarea recalculată după rotunjirea diametrului interior rotor D_{ir} . Pentru arbore butuc

$$h_{j2} \approx D_{butuc}/2.$$

Pentru mașinile cu $2p = 2$ (turbogeneratoare), conform [24]:

$$B_{j2} = \frac{\Phi + \Phi_{\sigma}}{l_{Fe2}(D_r - 2h_{c2})} \quad [T]. \quad (13.103)$$

Lungimea medie a liniei de cîmp magnetic în jugul rotorului:

— pentru mașinile cu poli aparenti, varianta combinată și cu poli înecați cu $2p \geq 4$

$$L_{j2} \approx \frac{\pi(D_{ir} + h_{j2})}{2p} \quad [cm]; \quad (13.104)$$

— pentru mașinile cu $2p = 2$ (cu poli înecați)

$$L_{j2} \approx D_r - 2h_{c2} \quad [cm]; \quad (13.104, a)$$

— pentru arborele butuc se ia

$$L_{j2} \approx \frac{\pi D_{butuc}}{2 \cdot 2p} \quad [cm]. \quad (13.104, b)$$

13.9.2. CONSTRUCȚIA CARACTERISTICILOR MAGNETICE ȘI DETERMINAREA SOLENAȚIEI DE EXCITAȚIE LA SARCINĂ NOMINALĂ

Tabelul 13.4

A. Caracteristicile magnetice ale mașinii sincrone

La mașinile sincrone se disting două tipuri de caracteristici magnetice cu utilitate practică și anume:

— caracteristici magnetice la funcționarea în gol:

$$\Phi = f(\sum U_{mi}) \text{ sau}$$

$$E = f(I_c). \quad (13.105)$$

— caracteristici magnetice parțiale:

$$\Phi = f(U_{m\delta j1}) \text{ — a statorului;}$$

$$\Phi_m = f(U_{mR}) \text{ — a rotorului;}$$

(13.105, a)

$$\Phi_\sigma = f(U_{m\delta j1}) \text{ — a fluxului magnetic de scăpări dintre poli,}$$

în care:

$$U_{m\delta j1} = U_{m\delta} + U_{md1} + U_{mj1} \text{ [A];}$$

$$U_{mR} = U_{mm} + U_{m\delta im b} + U_{mj2} \text{ [A].} \quad (13.105, b)$$

Pentru construcția grafică a acestor caracteristici, se calculează tensiunile magnetice corespunzătoare valorilor fluxului magnetic Φ , determinate pentru valori diferite ale t.e.m. ca de exemplu:

$$0,55 U_{1N}; 0,85 U_{1N}; U_{1N}; E_{1N} = k_E U_{1N}; 1,23 U_{1N}; 1,3 U_{1N}.$$

Rezultatele calculelor se trec sub formă de tabel (tabelul 13.4) cu ajutorul căruia se construiesc caracteristicile magnetice.

Caracteristicile magnetice servesc la determinarea solenației de excitație la sarcină nominală a mașinii sincrone, care interesează cel mai mult.

B. Solenația de excitație la sarcină nominală

Pentru determinarea solenației de excitație la sarcină nominală, se utilizează două metode:

— metoda caracteristicilor magnetice parțiale, folosite la mașinile sincrone cu poli aparenti și varianta combinată;

— metoda diagramei Potier, folosită la mașinile sincrone cu poli înecați.

1. Metoda caracteristicilor magnetice parțiale.

Metoda se aplică la mașinile sincrone cu poli aparenti și cu rotorul în variantă combinată, la care nesimetriile magnetice după cele două axe, longitudinală (d) și transversală (q), sînt mai pronunțate.

Caracteristicile magnetice ale mașinilor sincrone cu poli aparenti

$\frac{E}{U_{1N}} = \frac{E}{U_{1N}} \text{ (u.r.)}$	u.r.	0,55	0,85	1 (U_{1N})	$k_E (E_{1N})$	1,23	1,3
	V						
Relația							
1	2	3	4	5	6	7	8
$\Phi = \frac{E}{Ak_B f_1 \omega k_m}$	Wb			Φ_{0N}			
$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau l_i}$	T						
$U_{m\delta} = \frac{2}{\mu_0} B_\delta k_c \delta$	A						
$B'_{dmax} = \frac{t_1 l_i B_\delta}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmax}}$	T						
$B'_{dmed} = \frac{t_1 l_i B_\delta}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmed}}$	T						
$B'_{dmin} = \frac{t_1 l_i B_\delta}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmin}}$	T						
$k_{d1} = \frac{b_i l_i}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmax}}; \quad k_{d2} = \frac{b_i l_i}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmed}}; \quad k_{d3} = \frac{b_i l_i}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmin}}$							
H_{dmax}	A/cm						
H_{dmed}	A/cm						
H_{dmin}	A/cm						
$H_{d1} = \frac{1}{6} (H_{dmax} + 4H_{dmed} + H_{dmin})$	A/cm						
$U_{m\delta 1} = 2b_{c1} H_{d1}$	A						
$B_{j1} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{Fe} h_{j1}}$	T						
H_{j1}	A/cm						
$U_{mj1} = \zeta_1 I_{j1} H_{j1}$	A						

Tabelul 13.4 (continuare)

1	2	3	4	5	6	7	8
$U_{m\delta d1} = U_{m\delta} + U_{md1} + U_{mj1}$	A						
$\Phi_{\sigma} = \Lambda_{\sigma c} U_{m\delta d1}$	Wb						
$\Phi_m = \Phi + \Phi_{\sigma} (\sigma = \Phi_m / \Phi)$	Wb						
$B_{mmax} = \frac{\Phi_m}{k_{Fe} l_m b_{m1}}$	T						
$B_{min} = \frac{(\sigma - 1) \frac{\Lambda_p}{\Lambda_{\sigma c}} + 1}{\sigma} B_{mmax}$	T						
$B_{med} = B_{min} + \frac{3}{4} (B_{mmax} - B_{min})$	T						
H_{mmax}	A/cm						
H_{min}	A/cm						
H_{med}	A/cm						
$H_m = \frac{1}{6} (H_{mmax} + 4H_{med} + H_{min})$	A/cm						
$U_{mm} = 2(h_m + h_p)H_m$	A						
$U_{m\delta imb} = \frac{2}{\mu_0} B_{mmax} \delta_{imb}$	A						
$B_{j2} = \frac{\Phi_m}{2k_{Fe} l_{j2} h_{j2}}$	T						
H_{j2}	A/cm						
$U_{mj2} = I_{j2} H_{j2}$	A						
$*U_{mR} = U_{mm} + U_{m\delta imb} + U_{mj2}$	A			U_{m0N}			
$\Sigma U_{mi} = U_{m\delta d1} + U_{mR}$	A						
$\Phi = \Phi / \Phi_{0N}$	u.r.						
$\Phi_m = \Phi_m / \Phi_{0N}$	u.r.						
$\Phi_{\sigma} = \Phi_{\sigma} / \Phi_{0N}$	u.r.						
$\Sigma U_{mi} = \Sigma U_{mi} / U_{m0N}$	u.r.						
$U_{\delta d1} = U_{m\delta d1} / U_{m0N}$	u.r.						
$U_{mR} = U_{mR} / U_{m0N}$	u.r.						

* Pentru mașinile cu poli înecați și varianta combinată $U_{mR} = U_{m\delta R} + U_{mj2}$.

Observație. Pentru celelalte tipuri de mașini (poli înecați sau variantă combinată) tabelul este asemănător, diferind doar liniile cuprinse între săgețile A—A'. Pentru aceste tipuri porțiunile de tabel A—A' sînt date de tabelul 13.4, a (poli înecați) și 13.4, b (variantă combinată).

Tabelul 13.4, a (pentru mașini cu poli înecați)

Varianta a (dintele mare fără creștături deschise)

1	2	3	4	5	6	7	8
$\Phi_D = b_p' l_i B_{\delta}$	Wb						
$\Phi_{\sigma} = \Lambda_{\sigma c} U_{m\delta d1}$	Wb						
$\Phi_{Dt} = \Phi_D + \Phi_{\sigma}$	Wb						
$B_{dRmax} = \frac{\Phi_{Dt}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dRmin}}$	T						
$B_{dRmed} = \frac{\Phi_{Dt}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dRmed}}$	T						
$B_{dRmin} = \frac{\Phi_{Dt}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dRmax}}$	T						
H_{dRmax}	A/cm						
H_{dRmed}	A/cm						
H_{dRmin}	A/cm						
$H_{dR} = \frac{1}{6} (H_{dRmax} + 4H_{dRmed} + H_{dRmin})$	A/cm						
$U_{m\delta R} = 2h_{c2} H_{dR}$	A						

Varianta b (dintele mare cu creștături nebobinate deschise)

1	2	3	4	5	6	7	8
$\Phi_D' = b_p' l_i B_{\delta}$	Wb						
$B_{dRmax}' = \frac{\Phi_D'}{S_{dRmin}}$	T						
$B_{dRmed}' = \frac{\Phi_D'}{S_{dRmed}}$	T						
$B_{dRmin}' = \frac{\Phi_D'}{S_{dRmax}}$	T						
$k_{dRmax} = \frac{b_{c2} l_i}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dRmin}} ; \quad k_{dRmed} = \frac{b_{c2} l_i}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dRmed}} ; \quad k_{dRmin} = \frac{b_{c2} l_i}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dRmax}}$							

Variantă b (continuare)

1	2	3	4	5	6	7	8
H_{dRmax}	A/cm						
H_{dRmed}	A/cm						
H_{dRmin}	A/cm						
$H_{dR} = \frac{1}{6} (H_{dRmax} + 4H_{dRmed} + H_{dRmin})$	A/cm						
$U_{mR} = 2h_{cR}H_{dR}$	A						

Tabelul 13.4, b (pentru mașini cu rotorul în variantă combinată)

1	2	3	4	5	6	7	8
$\Phi_{\sigma p} = \Lambda_{\sigma p} U_{m\delta d1}$	Wb						
$B_{dRmin} = \frac{\Phi + \Phi_{\sigma p}}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{dRmax}}$	T						
$U_{m\delta imb} = \frac{2}{\mu_0} B_{dRmin} \delta_{imb}$	A						
$U_{m\delta d1} \delta_{imb} = U_{m\delta} + U_{m\delta1} + U_{m1f} + U_{m\delta imb}$	A						
$\Phi_{\sigma c} = \Lambda_{\sigma c} U_{m\delta d1} \delta_{imb}$	Wb						
$\Phi_{\sigma} = \Phi_{\sigma p} + \Phi_{\sigma c}$	Wb						
$\Phi_m = \Phi + \Phi_{\sigma p} + \Phi_{\sigma c} \left(\sigma = \frac{\Phi_m}{\Phi} \right)$	Wb						
$B_{dRmed} = \frac{\Phi + \frac{1}{2} \Phi_{\sigma c} + \Phi_{\sigma p}}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{dRmed}}$	T						

Tabelul 13.4, b (continuare)

1	2	3	4	5	6	7	8
$B_{dRmax} = \frac{\Phi_m}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{dRmin}}$	T						
$k_{dRmax} = \frac{(\alpha_p Z'_2 / 2p - N_p) b_{c2} l_i}{k_{Fe2} l_{Fe2} [\alpha_p Z'_2 / 2p (t_{Rmin} - b_{c2}) + N_p b_{c3}]}$;							
$k_{dRmed} = \frac{(\alpha_p Z'_2 / 2p - N_p) b_{c2} l_i}{k_{Fe2} l_{Fe2} [\alpha_p Z'_2 / 2p (t_{Rmed} - b_{c2}) + N_p b_{c3}]}$;							
$k_{dRmin} = \frac{(\alpha_p Z'_2 / 2p - N_p) b_{c2} l_i}{k_{Fe2} l_{Fe2} [\alpha_p Z'_2 / 2p (t_{Rmax} - b_{c2}) + N_p b_{c3}]}$;							
H_{dRmin}	A/cm						
H_{dRmed}	A/cm						
H_{dRmax}	A/cm						
$H_{dR} = \frac{1}{6} (H_{dRmax} + 4H_{dRmed} + H_{dRmin})$	A/cm						
$U_{mR} = 2h_{cR}H_{dR}$	A						

După cum se știe, solenația de magnetizare la funcționarea în sarcină a mașinii sincrone are două componente: una corespunzătoare t.m.m. a circuitului magnetic și alta corespunzătoare efectului demagnetizant al reacției indusului (considerînd că mașinile funcționează în regimurile normale adică generatorul inductiv, iar motorul capacitiv).

● **Prima componentă** (fig. 13.16) cuprinde tensiunile magnetice ale indusului (statorului) $U_{m\delta d1}$, corespunzătoare fluxului magnetic rezultat al mașinii după axa longitudinală (pentru t.e.m. rezultată după axa longitudinală E_{1d}) și tensiunile magnetice ale inductorului (rotorului) U_{mR} , corespunzătoare fluxului magnetic total al inductorului (fluxul rezultat + fluxul de scăpări). La rîndul său, fluxul magnetic de scăpări depinde de t.m. dintre marginile pieselor polare care la funcționarea în sarcină este mult mai mare decît la funcționarea în gol, deoarece tensiunii magnetice de la funcționarea în gol i se mai adaugă, la sarcină, și solenația de reacție a indusului, numită, conform [25] vol.II, solenația „eficientă” de reacție a indusului. Din această cauză, fluxul magnetic de scăpări Φ_{σ} la funcționarea în sarcină este mult mai mare decît cel de la funcționarea în gol.

● **A doua componentă** cuprinde solenația de magnetizare, corespunzătoare compensării efectului de demagnetizare pe care îl are asupra mașinii, în sarcină, solenația de reacție a indusului.

După cum se vede din diagramele fazoriale reprezentate în figura 13.8 și figura 13.16, t.e.m. rezultantă E_1 , indusă de fundamentală cîmpului magnetic rezultant din întrefier, se poate descompune în două componente: t.e.m. longitudinală E_{1a} și t.e.m. transversală $E_{1q} = E_{aq}$, defazate între ele cu un sfert de perioadă.

În continuare, se vor determina atât legătura dintre aceste componente ale t.e.m. rezultante și cîmpul magnetic fictiv longitudinal și transversal, cît și modul în care se influențează reciproc cîmpul magnetic longitudinal și transversal [25].

Pentru aceasta se presupune că în figura 13.15, a, curba b_d , trasată subțire, reprezintă inducția magnetică longitudinală pe care ar produce-o solenația longitudinală totală (egală cu suma dintre solenația inductorului și cea longitudinală a indusului), dacă aceasta ar exista singură. Fie b_q , curba inducției magnetice transversale, trasată tot subțire, în cazul cînd solenația transversală (egală cu solenația transversală a înfășurării indusului), ar acționa singură. Dacă permeabilitatea magnetică a fierului ar fi independentă de inducția magnetică am obține prin superpoziție curba inducției magnetice b , trasată cu linie groasă în figura 13.15, a, a cărei fundamentală induce t.e.m. E_1 . În acest caz, cele două componente ale fundamentalei, care induce t.e.m. longitudinală E_{1a} și t.e.m. transversală E_{1q} , sînt egale cu fundamentală inducției magnetice longitudinale b_d , respectiv a celei transversale b_q . Datorită însă scăderii permeabilității magnetice, la creșterea inducției magnetice în fierul indusului (din cauza saturației), în general curba rezultantă a cîmpului magnetic este aplatisată în regiunile de inducție mare, astfel că în realitate se stabilește o curbă b' a inducției magnetice. Se poate imagina că

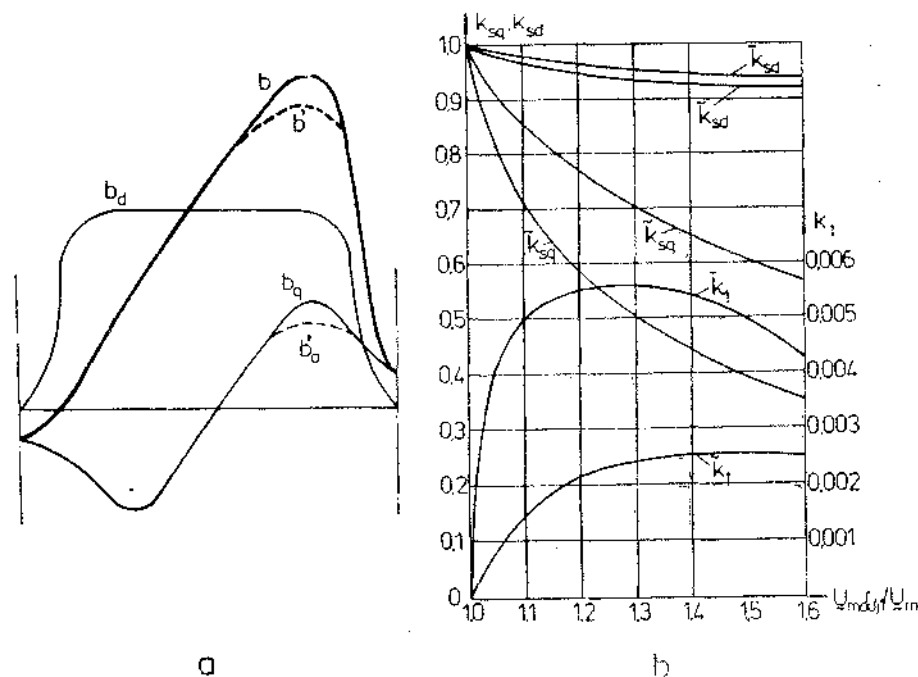


Fig. 13.15. Influența reciprocă a cîmpurilor magnetice longitudinal și transversal ale indusului (a) și valorile coeficienților de evaluare a acestei influențe în funcție de raportul de saturație magnetică (b).

această curbă provine din superpoziția curbei inițiale b_d a inducției magnetice longitudinale cu cea nesimetrică b'_q , trasată cu linie întreruptă. Fundamentală acestei curbe b'_q nu numai că este mai mică decât a celei inițiale b_q , dar este și defazată față de fundamentală acesteia. Acest defazaj are ca urmare nu numai o scădere suplimentară a fundamentalei inducției magnetice transversale, ci și o scădere a fundamentalei inducției magnetice longitudinale. Se vede deci că cele două cîmpuri ale inducțiilor magnetice, longitudinal și transversal, se slăbesc reciproc, dacă permeabilitatea magnetică a fierului este dependentă de inducție, și că cele două componente ale fundamentalei cîmpului magnetic rezultant corespundător inducției magnetice b' , care induce t.e.m. longitudinală E_{1a} și cea transversală E_{1q} , sînt egale cu fundamentalele inducției magnetice longitudinale și transversale, numai atunci cînd permeabilitatea magnetică a fierului este independentă de inducție, adică atunci cînd nu se ia în considerare saturația magnetică.

Influența reciprocă a cîmpului magnetic longitudinal și transversal va depinde deci de gradul de saturație a fierului, care este condiționat în principal de raportul U_{md}/U_m , corespunzător t.e.m. E_1 de pe caracteristica de funcționare în gol. În schimb, influența reciprocă a celor două componente de cîmp magnetic nu depinde de tensiunea magnetică U_{mR} din inductor, dacă suprafața piesei polare este o suprafață echipotențială, ceea ce are loc în mai toate cazurile din practică.

Așadar, în funcție de unghiul ψ , apare o solenație transversală a indusului și astfel, la saturație ceva mai pronunțată a circuitului magnetic, cîmpul magnetic longitudinal rezultant este slăbit prin cîmpul transversal.

Rezultă deci că această influență de slăbire trebuie luată în considerare printr-o mărire corespunzătoare a solenației, solenație care se ia, de regulă, numai după axa longitudinală, dacă se consideră saturația magnetică (analog ca la mașina de c.c.).

Acest termen suplimentar de mărire este cu atât mai mare cu cît este mai mare solenația transversală $F_{aq} = F_a \cos \psi$ și cu cît este mai mic raportul dintre întrefierul δ și pasul polar τ . Dacă lățimea întrefierului δ este constantă de-a lungul piesei polare b_p , acest termen suplimentar mai este practic proporțional cu raportul b_p/τ , pe cînd în cazul unor piese polare dimensionate pentru o curbă sinusoidală a cîmpului magnetic în întrefier la funcționarea în gol ($\delta_M/\delta = 1,5 \div 2,5$), această proporționalitate cu b_p/τ practic dispare.

În consecință, solenația „eficientă” de reacție a indusului care ia în considerare efectul de demagnetizare al ambelor componente (longitudinală și transversală) se determină cu relațiile [25]:

— pentru întrefier constant ($\delta_M/\delta = 1$)

$$\begin{aligned} F'_{aaq} &= \tilde{k}_{sq} k_{aa} F_a \sin \psi + \tilde{k}_1 \frac{F_a \cos \psi}{\delta} \frac{b_p}{\tau} = \\ &= \tilde{k}_{sq} k_{aa} F_a \sin \psi + \tilde{k}_1 \frac{b_p}{\delta} F_a \cos \psi \quad [\text{u.r.}]; \end{aligned} \quad (13.106)$$

— pentru întrefier variabil ($\delta_M/\delta = 1,5 \div 2,5$)

$$\begin{aligned} F'_{aaq} &= \tilde{k}_{sq} k_{aa} F_a \sin \psi + \tilde{k}_1 \frac{F_a \cos \psi}{\delta} = \\ &= \tilde{k}_{sq} k_{aa} F_a \sin \psi + \tilde{k}_1 \frac{\tau}{\delta} F_a \cos \psi \quad [\text{u.r.}] \end{aligned} \quad (13.107)$$

în care :

- k_{sd}, k_{sq} — coeficienți care țin cont de scăderea factorilor de raportare după cele două axe k_{ad} și k_{aq} , datorită saturației magnetice, coeficienți care se dau în figura 13.15, b , cu semnul (—) deasupra, pentru $\delta_M/\delta = 1$, iar cu semnul ($\sim$) deasupra, pentru $\delta_M/\delta = 1,5 \div 2,5$;
- Coeficientul k_{sq} se folosește în continuare în relația (13.109);
- k_1 — coeficient care ține cont de influența de slăbire a cîmpului magnetic longitudinal de către cîmpul magnetic transversal, datorită saturației magnetice (k_1 — pentru $\delta_M/\delta = 1$ și $\tilde{k}_1$ — pentru $\delta_M/\delta = 1,5 \div 2,5$);
- ψ — unghiul dintre fazorul curentului din indus I și t.e.m. principală E_0 care are direcția axei transversale (q).

Determinarea solenației de excitație la sarcină nominală folosește caracteristicile magnetice în unități relative (fig. 13.16). Pentru obținerea valorilor în u.r., datele respective (din tabelul 13.4) se împart la valorile nominale ale mărimii respective (valorile nominale sînt cele care corespund tensiunii nominale U_{1N}). De exemplu, fluxurile magnetice se împart la Φ_{0N} (de pe coloana U_{1N}), iar t.m., t.m.m. și solenațiile F_a, F_{ad}, F_{aq} se împart la $U_{m0N} = \sum U_{mi}$ corespunzătoare lui U_{1N} (v. rubricile respective în unități relative, subliniate cu simbolul $\sim$).

Deoarece se lucrează cu mărimile caracteristicilor magnetice în unități relative, atunci tot în unități relative trebuie luate atît mărimile diagramelor fazoriale cît și parametrii.

Astfel, pentru a le exprima în u.r., toate tensiunile se împart la U_{1N} , și toți curenții la I_N ; de asemenea, în u.r. $U_{1N} = 1$; $I_N = 1$; $\Phi_{0N} = 1$ și $U_{m0N} = 1$ (fig. 13.16 și 13.17).

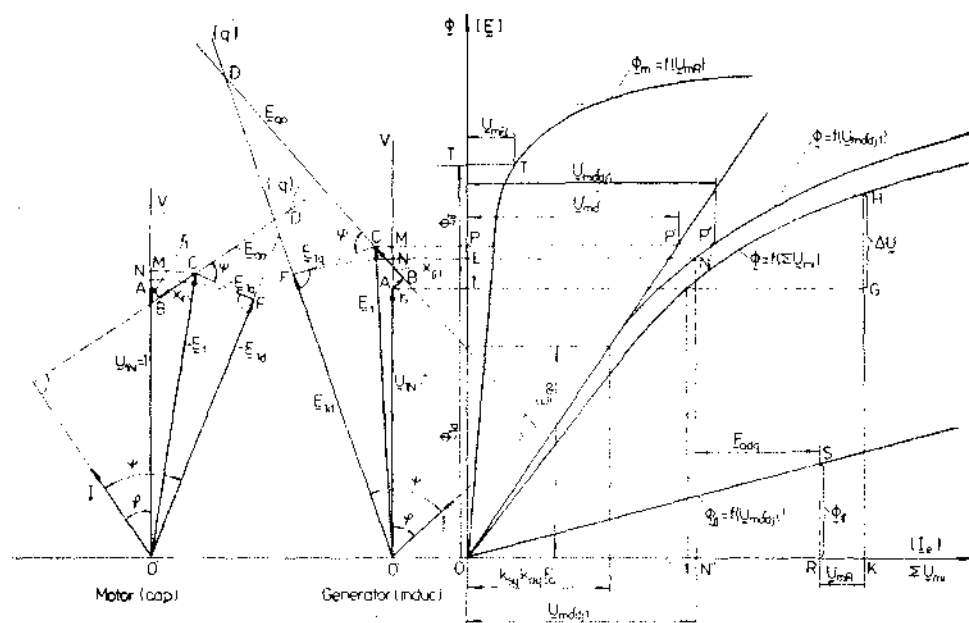


Fig. 13.16. Determinarea solenației de excitație la sarcină nominală pentru mașinile sincrone cu poli aparenți și varianta combinată, prin metoda caracteristicilor magnetice parțiale.

Pentru determinarea solenației de excitație la sarcină nominală a mașinilor sincrone cu poli aparenți și varianta combinată sînt necesare următoarele etape (fig. 13.16) :

- se trasează cu datele din tabelul 13.4, caracteristicile magnetice (de funcționare în gol și parțiale), în u.r.;
- se construiește diagrama fazorială a t.e.m. rezultante E_1 , în u.r. ca generator sau motor (dacă $r_1 \ll x_{s1}$ atunci se poate neglija rezistența r_1);
- se rabate fazorul $E_1 = \overline{O'C}$ pe verticală în punctul M . Paralela din M la abscisă întâlnește prelungirea porțiunii liniare a caracteristicii magnetice parțiale a statorului $\Phi = f(U_{m\delta a j1})$, în punctul P' și aceeași caracteristică, în punctul P'' . Rezultă astfel raportul de saturație

$$\frac{U_{m\delta a j1}}{U_{m\delta}} = \frac{P'P''}{PP'}; \quad (13.108)$$

— pentru raportul de saturație dat de relația (13.108) și pentru legea de variație a întrefierului stabilită anterior, din figura 13.15, b se determină coeficienții k_{sd} , k_{sq} și k_1 (cu liniuță (—) sus, pentru $\delta_M/\delta = 1$, sau ($\sim$) sus pentru $\delta_M/\delta = 1,5 \div 2,5$);

— se determină solenația transversală, cu influența saturației magnetice

$$k_{sq}k_{aq}F_u \text{ [u.r.]} \quad (13.109)$$

în care solenația de reacție a indusului, în u.r. este

$$F_u = \frac{F_a}{U_{m0N}} \text{ [u.r.]} \quad (13.109, a)$$

unde, F_a este dat de relația (13.70), iar $U_{m0N} = \sum U_{mi}$ pentru U_{1N} (din tabelul 13.4);

- pentru solenația dată de relația (13.109), de pe caracteristica magnetică parțială a statorului $\Phi = f(U_{m\delta a j1})$ rezultă t.e.m. fictivă E_{q0} , în u.r.;
- se ia în prelungirea lui x_{s1} , pe diagrama fazorială segmentul

$$\overline{CD} = E_{q0} \text{ [u.r.]}; \quad (13.110)$$

— dreapta $\overline{O'D}$ reprezintă direcția transversale (q) după care este dirijată t.e.m. longitudinală;

— din C se duce perpendiculara $\overline{CF}$ pe axa q , obținindu-se componenta t.e.m. rezultante după axa longitudinală

$$E_{1d} = \overline{O'F} \text{ [u.r.]}; \quad (13.111)$$

— se rabate fazorul $E_{1d} = \overline{O'F}$, pe verticală pînă în punctul N . Paralela din N la abscisă întâlnește caracteristica magnetică parțială a statorului $\Phi = f(U_{m\delta a j1})$ în punctul N' . Perpendiculara din N' pe abscisă determină t.m. a indusului corespunzătoare t.e.m. rezultante

$$U_{m\delta a j1} = \overline{ON'} \text{ [u.r.]}; \quad (13.112)$$

— cu unghiul ψ , determinat din diagrama fazorială, se calculează cu relația (13.106) pentru $\delta_M/\delta = 1$ sau cu relația (13.107) pentru $\delta_M/\delta = 1,5 \div 2,5$ solenația „eficientă” de reacție a indusului F'_{adq} ;

— se ia pe abscisă segmentul

$$\overline{N''R} = F'_{adq} \text{ [u.r.]},$$

apoi din R se ridică o perpendiculară pe abscisă, rezultând fluxul magnetic de scăpări al inductorului la funcționarea în sarcină nominală

$$\overline{RS} = \Phi_{\sigma} \quad [\text{u.r.}]; \quad (13.113)$$

— pe ordonată, în continuarea fluxului magnetic rezultat în întrefier de pe axa longitudinală $\Phi_{1\sigma}$, se ia segmentul

$$\overline{LT} = \Phi_{\sigma} \quad [\text{u.r.}].$$

Paralela la abscisă din T întâlnește caracteristica magnetică parțială a inductorului $\Phi_m = f(\underline{U}_{mR})$ în T' , rezultând astfel t.m. a inductorului corespunzătoare t.e.m. rezultante

$$\underline{U}_{mR} = \overline{TT'} \quad [\text{u.r.}]; \quad (13.114)$$

— din R se ia pe abscisă segmentul

$$\overline{RK} = \underline{U}_{mR} \quad [\text{u.r.}],$$

rezultând solenația de excitație la sarcină nominală, în unități relative

$$\overline{OK} = \underline{F}_{eN} \quad [\text{u.r.}]. \quad (13.115)$$

Pentru a lucra acoperitor, ca urmare a unor abateri de la curbele de magnetizare sau mici modificări de dimensiuni constructive, se majorează valoarea obținută cu circa 4–6% rezultând

$$\underline{F}_{eN} = (1,04 \div 1,06) \underline{F}'_{eN} \quad [\text{u.r.}]. \quad (13.115, a)$$

Solenația de excitație la sarcină nominală, în A , este

$$\underline{F}_{eN} = \underline{F}_{eN} \underline{U}_{m0N} \quad [A]. \quad (13.115, b)$$

Căderea de tensiune, în procente, rezultă

$$\Delta U = \frac{\overline{KH} - \overline{KG}}{\overline{KG}} \cdot 100 \quad [\%], \quad (13.116)$$

care trebuie să corespundă valorii impuse (cînd tema de proiectare o prevede).

OBSERVAȚIE. Direcția axei transversale (q) și deci unghiul ψ de defazaj dintre fazorul t.e.m. principale $\underline{E}_0$ și fazorul curentului din indus $\underline{I}$, se putea determina și din diagramele fazoriale ale mașinii sincrone reprezentate în figura 13.8.

Astfel, se observă că

$$\overline{CD} = \frac{X_{aq} I_q}{\cos \psi} = X_{aq} I,$$

deoarece $I_q = I \cos \psi$.

Pentru cazul în care se lucrează cu diagrama în u.r. și la sarcină nominală ($\underline{I} = \underline{I}_{1N} = 1$), atunci $\overline{CD} = x_{aq}$. Valoarea lui x_{aq} se putea lua din relația (13.72). Această metodă nu este indicată, deoarece folosește pentru x_{aq} valoarea nesaturată, ceea ce nu corespunde cu situația reală.

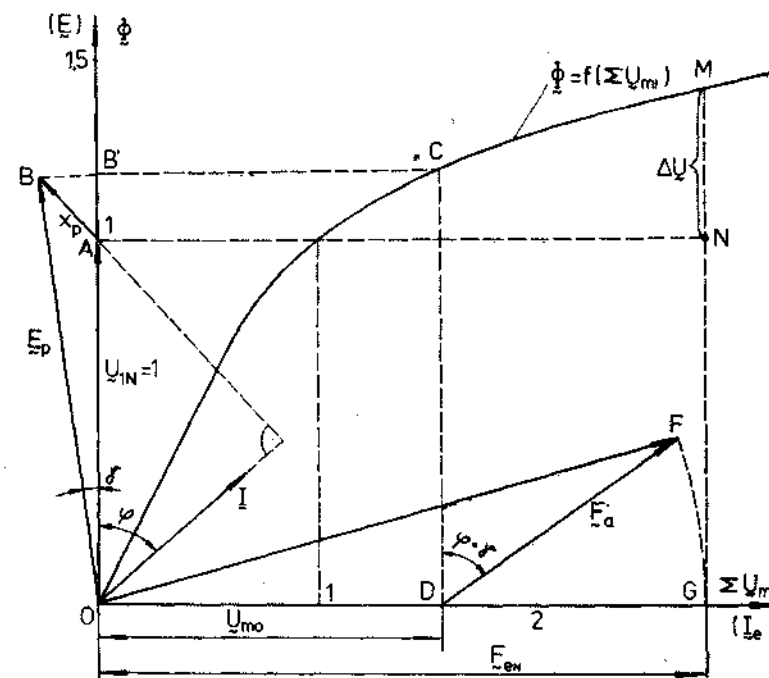


Fig. 13.17. Determinarea solenației de excitație la sarcină nominală pentru mașinile sincrone cu poli înecați, cu ajutorul diagramei Potier.

2. Metoda diagramei Potier

Metoda se aplică în special la mașinile sincrone cu poli înecați, la care nesimetria după cele două axe este mult mai mică.

Determinarea solenației de excitație la sarcină nominală se face astfel (fig. 13.17):

- se trasează cu datele din tabelul 13.4 (asociat cu 13.4, a) caracteristica magnetică de funcționare în gol, în unități relative $\Phi = f(\Sigma \underline{U}_{mi})$;
- se ia pe ordonată $\overline{OA} = \underline{U}_{1N} = 1$ u.r.;
- se duce la unghiul φ față de verticală direcția curentului din indus $\underline{I}$;
- perpendicular pe direcția lui $\underline{I}$ se ia $\overline{AB} = x_p$, în u.r. unde, pentru mașinile cu poli înecați, reactanța Potier

$$x_p \approx x_{a1} + 0,02 \quad [\text{u.r.}], \quad (13.117)$$

obținându-se t.e.m. Potier

$$\underline{E}_p = \overline{OB} \quad [\text{u.r.}];$$

— se rabate $\overline{OB}$ pe verticală pînă în B' , apoi se duce din B' o paralelă la abscisă care întâlnește caracteristica de funcționare în gol în C ;

— se coboară perpendiculara din C pe abscisă obținându-se punctul D ; segmentul $\overline{OD}$ reprezintă t.m.m. de funcționare în gol a mașinii $\underline{U}_{m0}$;

— se calculează solenația de reacție a indusului echivalentă (ca acțiune în rotor), în unități relative, cu relația

$$F'_a = \frac{F'_a}{U_{m0N}} \quad [\text{u.r.}] \quad (13.118)$$

în care :

$$F'_a = k_a F_a \quad [\text{AT}] \quad (13.118, a)$$

unde :

F_a se calculează cu relația (13.70) iar k_a cu relația (13.76, a) (se reamintește că $U_{m0N} = \Sigma U_{mi}$ pentru $E = U_{1N}$, din tabelul 13.4, al caracteristicii de magnetizare) ;

— se duce la unghiul $\varphi + \gamma$ față de verticală segmentul

$$\overline{DF} = F'_a \quad [\text{u.r.}] ;$$

— se unește O cu F obținându-se segmentul $\overline{OF}$ care reprezintă solenația rezultantă. Se rabate segmentul $\overline{OF}$ pe abscisă, obținându-se astfel solenația de excitație la sarcină nominală, în unități relative

$$\overline{OG} = F_{cN} \quad [\text{u.r.}] \quad (13.119)$$

Solenația de excitație la sarcină nominală în A, este

$$F_{cN} = F'_{cN} U_{m0N} \quad [\text{A}] \quad (13.119, a)$$

Căderea de tensiune, în procente, rezultă

$$\Delta U = \frac{\overline{GM} \cdot \overline{GN}}{\overline{GN}} \cdot 100 \quad [\%] \quad (13.120)$$

care trebuie să corespundă valorii impuse (dacă tema o prevede).

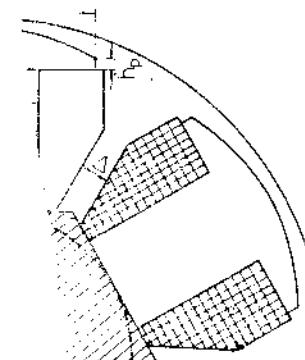
13.10. CALCULUL ÎNFĂȘURĂRII DE EXCITAȚIE

Calculul înfășurării de excitație se face similar cu la mașina de curent continuu cu excitație separată (v. par. 7.7.2 A).

Spre deosebire de mașina de curent continuu însă, la mașina sincronă normală înfășurarea de excitație, care se află pe rotor, este solicitată și la acțiunea forței centrifuge. De aceea, construcția înfășurării de excitație trebuie să fie destul de rigidă pentru ca să nu sufere deformații în funcționare sau să nu apară fenomenul de măcinare a izolației, datorită vibrațiilor posibile în exploatare și deci pericolul străpungerii, mai ales față de masă.

• De aceea, înfășurarea de excitație la mașinile sincrone cu poli apa-
renți, de puteri mijlocii și mari, se construiește din bare îndoit pe muchie (cant) cel mai frecvent, într-un strat (fig. 13.5, a și d și fig. 13.21, a, b și c), sau în două straturi (fig. 13.21, d), ori conductor profilat cu spirele așezate în trepte în mai multe straturi (fig. 13.18), la mașinile mici (sub 50 kVA). Înfășurarea din conductor rotund nu este indicată tocmai din motive mecanice (este greu de consolidat). Pentru evitarea deformării bobinei datorită forței centrifuge ce apare în timpul funcționării (componenta transversală a acesteia), trebuie

Fig. 13.18. Înfășurarea de excitație a mașinilor sincrone cu bobine din conductor profilat (tip PE2S), în mai multe straturi.



avută în vedere și posibilitatea asamblă-
lor interpolare (fig. 13.19), dacă din calculul mecanic rezultă n
că distanțorii interpolari trebuie astfel con-
rele cerințe :

- să fie suficient de rezistenți mecanic ;
- să fie cât mai ușori ;
- să permită trecerea aerului de ventilație în lungul bobinelor de ex-
citație.

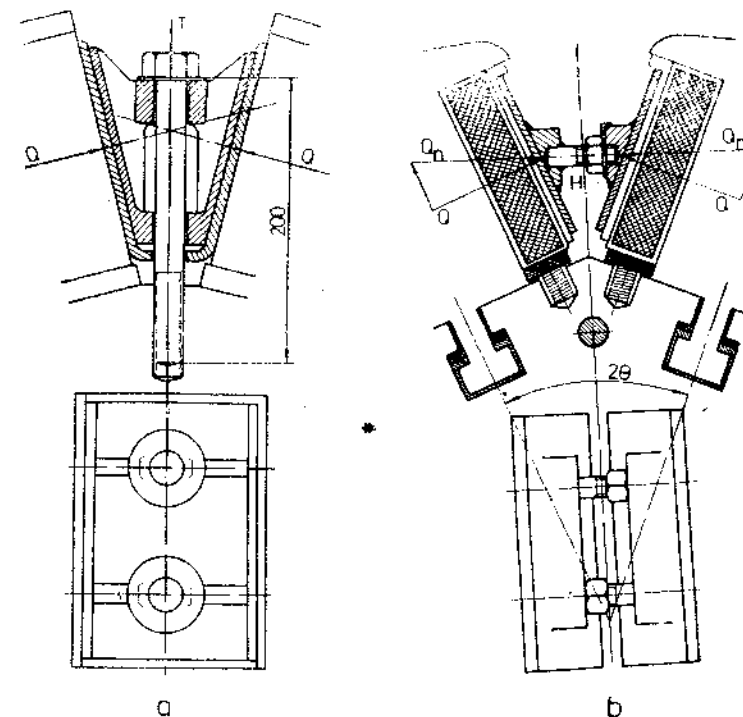


Fig. 13.19. Distanțoare interpolare fixate cu șuruburi (a) sau cu tije filetate, cu acțiune de pană (b).

● La mașinile sincrone cu poli înecați și varianta combinată se utilizează, de regulă, conductor profilat izolat cu email tereftalic și două straturi de fire de sticlă (PES2). Bobinele sînt concentrice (fig. 13.20), iar așezarea conductoarelor în creștătură este într-un strat cu latura mare pe lățimea b_{c2} a creștăturii rotorului.

Avînd în vedere aceste soluții adoptate pentru înfășurările de excitație, rezultă că și secțiunile conductoarelor trebuie să se încadreze în valorile corespunzătoare barelor (secțiuni mari) sau conductoarelor profilate, secțiuni care depind în primul rînd de curenții și tensiunile de excitație.

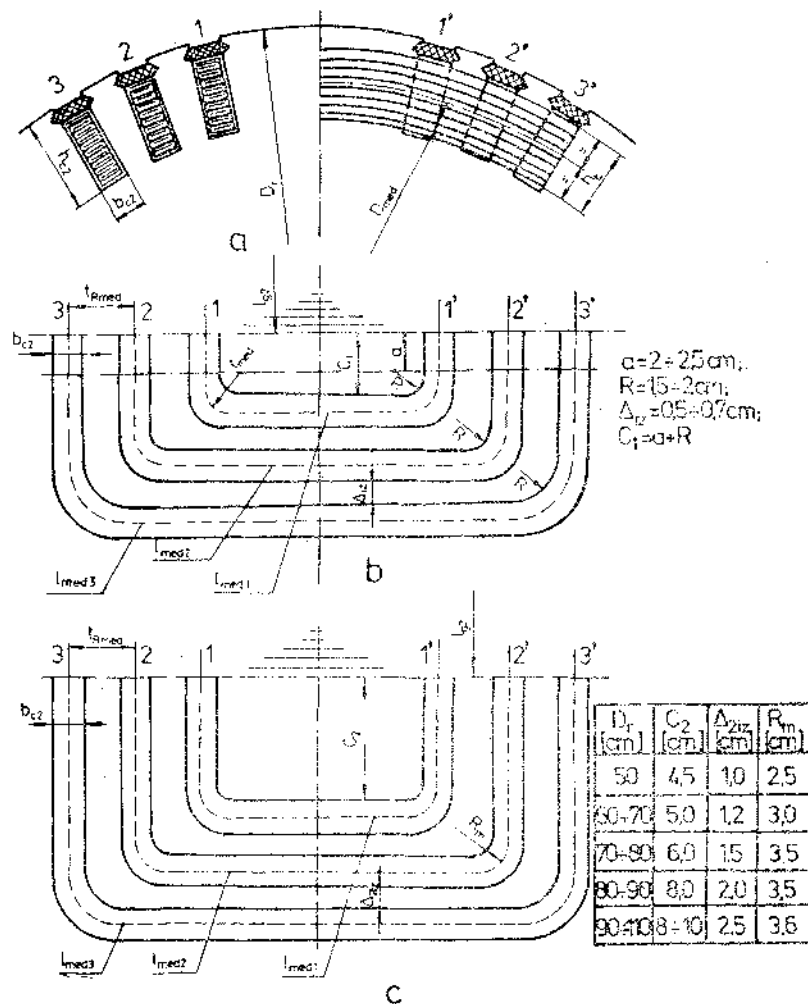


Fig. 13.20. Înfășurarea de excitație și dimensiunile capetelor frontale pentru mașinile sincrone cu poli înecați și varianta combinată:
a — vedere frontală; b — vedere desfășurată pentru mașinile cu $2p \geq 4$; c — vedere desfășurată pentru mașinile cu $2p = 2$ (turbogeneratoare).

Astfel, la mașinile sincrone cu poli aparenti se indică următoarele domenii (orientative) pentru tensiunile de excitație (limitele de tensiuni) nu sînt obligatorii):

— pentru bobine din bare îndoit pe muchie (unul sau două straturi)

$$U_{eN} = 24 \div 80 \text{ V}; \quad (13.121)$$

— pentru bobine din conductor profilat (în mai multe straturi)

$$U_{eN} = 75 \div 150 \text{ V}. \quad (13.121, a)$$

La mașinile sincrone cu poli înecați și varianta combinată, unde de asemenea se cere o umplere bună a creștăturii (deoarece spațiul de amplasare al excitației, este mai redus ca la poli aparenti) se recomandă

$$U_{eN} = 50 \div 100 \text{ V}. \quad (13.122)$$

Pentru a face față diferitelor situații în exploatare, de multe ori, este necesară atât supraexcitarea mașinii cît și „forțarea excitației”.

Din această cauză, sursa de excitație trebuie să fie capabilă să asigure o tensiune de excitație,

$$U_{ee} = (1,4 \div 2) U_{eN} \text{ [V]}. \quad (13.122, a)$$

OBSERVAȚIE. Se remarcă faptul că, dacă se folosește pentru excitație o sursă existentă, atunci este indicat să se adopte tensiunea de excitație în funcție de tensiunea sursei existente. Dacă mașina este cu autoexcitație (excitație de la bornele mașinii), atunci pentru tensiunea de excitație se adoptă fie o valoare convenabilă din punctul de vedere al umplerii corespunzătoare cu conductoare a spațiului existent între poli sau în creștături, deci în limitele indicate, fie o valoare impusă de elementele dispozitivului de redresare.

Secțiunea conductorului înfășurării de excitație (considerînd că toate bobinele sînt în serie) este dată de relația

$$S_{ce} = 1,1 \rho_0 \frac{p F_{ex} l_{med}}{U_e} \text{ [mm}^2] \quad (13.123)$$

în care:

ρ_0 — este rezistivitatea materialului pentru conductorul de excitație, în $\Omega\text{mm}^2/\text{m}$, la temperatura ϑ ($^{\circ}\text{C}$). Pentru clasă de izolație F și $\vartheta = 140^{\circ}\text{C}$ (pentru a se lucra acoperitor) $\rho_{140} \approx 1,48 \rho_{20} = 0,0265 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$;

U_e — tensiunea de excitație, adică:

— pentru mașinile cu inele colectoare

$$U_e = U_{eN} + \Delta U_{pe}, \text{ cu } \Delta U_{pe} = 2 \div 3 \text{ V};$$

— pentru mașinile cu excitație fără perii

$$U_e = U_{eN} \text{ [V]};$$

1.1 — reprezintă un factor de acoperire al diferitelor erori ce s-ar putea strecura în calculul lui F_{ex} (peste majorarea dată de rel. 13.115, a);

l_{med} — lungimea medie a spirei înfășurării de excitație, în m. Determinarea acestei lungimi se face, cel mai frecvent și exact, pe cale grafică prin construcția la scară a bobinei. Deoarece în această etapă, acest lucru nu este posibil, se recomandă următoarele relații de estimare:

— pentru poli aparenti cu bobine din conductor profilat în mai multe straturi (fig. 13.18)

$$l_{med} = 2[(l_m + b) + (b_m + b)] \quad [m]; \quad (13.124)$$

— pentru poli aparenti cu bobine din bare îndoite pe muchie (fig. 13.5, a) ale căror forme constructive pot fi ca în figura 13.21 rezultă:

— pentru forma din figura 13.21, b

$$l_{med} = 2(l'_m + b_m - 2R) + \pi(2R + 2\delta_{iz} + 0,1b) \quad [m], \quad (13.124, a)$$

— pentru forma din figura 13.21, c

$$l_{med} = 2(l_m - 2b') + \pi(b_m + 2\delta_{iz} + 0,1b) \quad [m] \quad (13.124, b)$$

unde:

b este lăţimea bobinei care se poate estima cu relaţia

$b \approx (1 \div 1,1) \frac{b_v - b_m}{2}$, dar astfel încît (fig. 13.5, a şi fig. 13.18), distanţa dintre bobine să rezulte:

$\Delta \geq 1$ cm, cînd nu sînt distanţoare interpolare;

$\Delta \geq d_b + (1 \div 1,2)$ cm, cînd distanţoarele interpolare sînt prinse cu buloane de diametrul d_b ;

$\delta_{iz} = 0,25 \div 0,3$ cm este grosimea izolaţiei faţă de pol;

b' — distanţa de rotunjire a muchiilor, care se ia constructiv:

$b' = 1 \div 1,25$ cm, pentru $b_m = 6 \div 10$ cm;

$b' = 1,5 \div 2$ cm, pentru $b_m = 10 \div 15$ cm;

$b' = 2,5 \div 3$ cm, pentru $b_m = 15 \div 20$ cm;

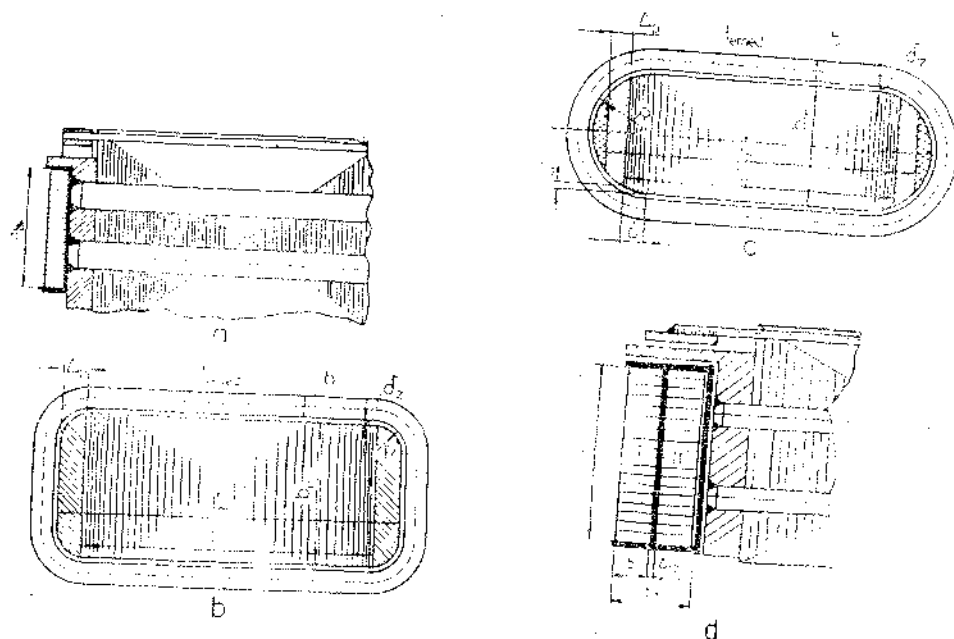


Fig. 13.21. Secţiune longitudinală (a) şi transversală (b şi c) printr-un pol aparent cu bobine din conductor îndoit pe muchie; d — secţiune longitudinală prin bobina în două straturi I şi II.

R — raza de îndoire pe muchie care se ia constructiv, însă care, din motive tehnologice (pentru a nu se îngroşa muchiile), trebuie să satisfacă relaţia (7.94).

Dacă pentru secţiunea determinată cu relaţia (13.123) şi pentru lăţimea b a conductorului estimată, nu se găsesc în STAS dimensiuni ale conductorului, atunci bobina se poate face tot din conductor îndoit pe muchie însă în două straturi cu lăţimea b a conductorului pe jumătate faţă de cea estimată, aşa cum se observă în figura 13.21, d. Lungimea medie a spirei se determină, în acest caz tot cu relaţiile (13.124), însă pentru lăţimea b_1 a bobinei

$$b_1 = 2b + 2 \text{ mm};$$

— pentru maşinile cu poli înecaţi şi varianta combinată, lungimea medie a spirei înfăşurării de excitaţie, se determină din construcţia grafică, la scară, cu dimensiunile preliminare stabilite pentru h_{c2} şi b_{c2} (fig. 13.20) după care lungimea medie rezultă ca media lungimilor medii ale celor $N_p/2$ bobine pe pol (pentru N_p vezi rel. 13.57), adică.

$$l_{med} = \frac{l_{med1} + l_{med2} + \dots + l_{medN_p/2}}{N_p/2} \quad [m] \quad (13.124, c)$$

unde lungimile medii ale fiecărei bobine se determină în funcţie de D_{med} şi deschiderea bobinei respective (fig. 13.20) şi unde diametrul mediu este

$$D_{med} = D_r - 2h_{c2} + h_b \approx D_r - h_{c2} \quad [cm],$$

iar pasul mediu al creştăturilor rotorului

$$l_{Rmed} = \frac{\pi D_{med}}{Z'_p} \quad [cm].$$

Valoarea secţiunii determinată cu relaţia (13.123) se stabileşte definitiv din STAS 2873/1-86 (anexa 7), rezultînd valorile exacte atât ale secţiunii, cît şi ale dimensiunilor conductorului (pentru bare îndoite pe muchie, lăţimea conductorului se păstrează în jurul valorii stabilită din lăţimea b a bobinei, iar pentru poli înecaţi şi varianta combinată în funcţie de b_{c2}). Dimensiunile conductorului izolat se stabilesc ţinînd cont şi de anexa 9, din care se ia grosimea bilaterală a izolaţiei, în funcţie de dimensiunile nete ale conductorului.

Se stabileşte apoi, densitatea de curent J_e , în A/mm², conform indicaţiilor de la par. 13.3.1 B şi rezultă curentul de excitaţie

$$I_e = s_{ee} J_e \quad [A] \quad (13.125)$$

(se lucrează cu s_{ee} luat din STAS).

Numărul de spire, pe un pol, al înfăşurării de excitaţie

$$w_e = \frac{E_{ex}}{2I_e} = \text{număr întreg}. \quad (13.125, a)$$

Dacă bobina este construită din două semibobine concentrice (evident inseriate astfel încît să se păstreze sensul solenaţiei, motiv pentru care una se deapănă pe dreapta şi alta pe stînga, pentru ca inserierea să fie de aceeaşi parte), atunci se recomandă ca numărul de spire pe pol w_e să fie număr în-
ter, pentru ca semibobinele să aibă aceeaşi înălţime h_b (fig. 13.21, d)

Pentru mașinile cu poli înecați și variantă combinată, numărul de spire pe pol trebuie stabilit astfel încât numărul de conductoare din creștătura rotorului (care este și numărul de spire al unei bobine) să fie număr întreg, adică

$$n_{c2} = \frac{2w_c}{N_b} = \text{număr întreg},$$

de unde rezultă

$$w_c = \frac{n_{c2} N_b}{2}. \quad (13.125, b)$$

După rotunjirea la număr întreg a numărului de spire pe pol, se determină valoarea exactă a curentului de excitație la sarcină nominală

$$I_{eN} = \frac{F_{eN}}{2w_c} \quad [A] \quad (13.125, c)$$

și valoarea exactă a densității de curent

$$J_e = \frac{I_{eN}}{s_{ce}} \quad [A/mm^2], \quad (13.125, d)$$

care trebuie să se încadreze în limitele indicate la par. 13.3.1 B. Curentul de excitație la funcționarea în gol

$$I_{e0} = \frac{U_{e0N}}{2w_c} \quad [A]. \quad (13.125, e)$$

• Verificări necesare

1. Se construiește la scară desenul polului aparent pentru mașinile cu poli aparenti pe care se assemblează cele w_c spire, respectând distanțele de izolație față de pol și dintre bobine, construcție din care rezultă dimensiunile exacte și definitive ale bobinei și înălțimii h_m a polului. Bobinele din bare îndoit pe muchie se pot freza (la bază) pînă la maxim 1/3 din b (v. fig. 13.5, d), dacă este necesar.

2. Se stabilește, pentru mașinile cu poli înecați și varianta combinată, dimensiunile exacte ale creștăturilor rotorului

$$b_{c2} = (b_{cond} \times \text{nr. conductoarelor pe lățime}) + b_{iz}; \quad (13.126)$$

$$h_{c2} = n_{c2} h_{cond} + h_{iz},$$

astfel încît să se respecte dimensiunile dintelui mare (pentru păstrarea inducției magnetice maxime la baza acestuia, în limite). De regulă, numărul conductoarelor pe lățimea creștăturii este unu (conductoarele se așază pe un rînd). Dacă dimensiunile conductorului rezultă prea mari și nu se poate executa bobina (tehnologic) sau dacă valoarea lui U_{eN} este impusă la valori mari (și deci I_e este mic rezultînd w_c mare), atunci se pot așeza cele n_{c2} conductoare dintr-o creștătură pe două rînduri (cu o izolație între rînduri de 0,25 mm).

Semnificația lui b_{iz} și h_{iz} este aceeași ca și la stabilirea dimensiunilor creștăturilor statorului (indusului) adică:

b_{iz} este suma tuturor izolațiilor pe lățimea creștăturii, inclusiv jocul;
 h_{iz} — suma tuturor izolațiilor pe înălțimea creștăturii, inclusiv pana, jocul și istmul creștăturii.

3. Se calculează, după construcția la scară a bobinelor de excitație, lungimile medii ale spirelor de excitație după care se verifică încadrarea tensiunii de excitație în valoarea stabilită, adică

$$U_e = R_{e\theta} I_{eN} \quad [V] \quad (13.127)$$

în care:

$$R_{e\theta} = \rho_{\theta} \frac{2\pi w_c l_{e med}}{s_{ce}} \quad [\Omega] \quad (13.127, a)$$

unde se consideră ca și în cazul inițial $\theta = 140^\circ C$.

Pentru mașinile care au alimentarea excitației prin perii și inele colectoare, tensiunea nominală de excitație, considerînd și căderea de tensiune pe perechea de perii

$$\Delta U_{pe} = 2,5 \div 3 \text{ V}$$

la contactul dintre inele și perii, este

$$U_{eN} = U_e + \Delta U_{pe} \quad [V] \quad (13.127, b)$$

iar, tensiunea de excitație la funcționarea în gol, considerînd același ΔU_{pe} , este

$$U_{e0N} = U_{e0} + \Delta U_{pe} = R_{e\theta a} I_{e0} + \Delta U_{pe} \quad [V] \quad (13.127, c)$$

unde rezistența excitației la $\theta_a \approx 50^\circ C$, este

$$R_{e\theta a} \approx 0,75 R_{e\theta} \quad [\Omega]. \quad (13.127, d)$$

Dacă U_{eN} , nu se încadrează în limitele dorite, atunci se schimbă secțiunea conductorului (tot din STAS), evident cu verificarea limitelor densității de curent J_e .

Puterea de excitație nominală a mașinii

$$P_{eN} = U_{eN} I_{eN} \quad [W] \quad (13.128)$$

valoare care se ia în calculul randamentului.

Puterea sursei de excitație însă, conform relației (13.122, a) trebuie să poată asigura valoarea (pentru timp limitat)

$$P_{ee} \approx (1,4 \div 2) P_{eN} \quad [W]. \quad (13.128, a)$$

În general, prin excitatoare se înțelege o mașină de curent continuu executată special, astfel încît să satisfacă cerințele menționate. La generatoarele sincrone, în ultimul timp, se extinde din ce în ce mai mult, așa zisa excitație fără perii, la care excitatoarea este un generator sincron auxiliar de construcție inversă (cu inductorul pe stator), a cărei înfășurare rotorică a indusului este conectată la un redresor rotativ, fixat pe același arbore. La bornele de curent continuu ale redresorului rotativ este legată direct înfășurarea de excitație a mașinii sincrone principale (fig. 13.22) eliminîndu-se astfel orice contact alunecător (colectorul excitatoarei, inelele colectoare ale mașinii sincrone, perii) ale căror dezavantaje sînt cunoscute.

ATENȚIE! Este evident faptul că schema din figura 13.22 nu se poate utiliza și la motoarele sincrone cu pornirea în asincron, deoarece în perioada pornirii, t.e.m. indusă în înfășurarea de excitație va fi redresată de puntea redresoare rotativă, și, ca urmare, în înfășurarea de excitație va circula un curent continuu care va excita deci motorul, făcînd astfel imposibilă pornirea în asincron a motorului. Din această cauză, schema excitației fără perii,

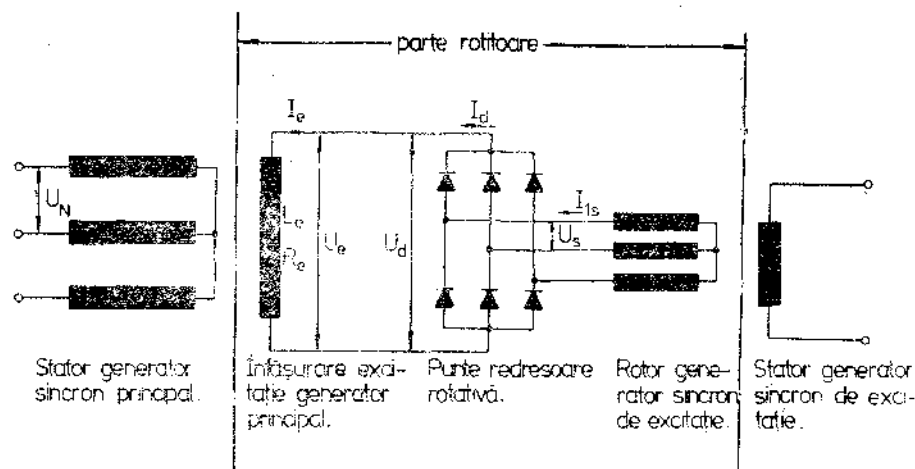


Fig. 13.22. Schema sistemului de excitație fără perii pentru generatoarele sincrone.

folosită la motoarele sincrone cu pornirea în asincron, este diferită, fiind prevăzută cu elemente speciale (diode Zener) care elimină dezavantajele menționate ale schemei din figura 13.22 făcând astfel posibilă pornirea în asincron.

La utilizarea sistemului de excitație fără perii trebuie determinate datele nominale, de calcul, ale generatorului sincron auxiliar de excitație, în funcție de datele excitației generatorului sincron principal. Cel mai frecvent aceste generatoare sincrone de excitație sînt trifazate, ele fiind conectate direct la o punte redresoare rotativă trifazată, soluție care se va avea în vedere în cele ce urmează.

Astfel, pe baza schemei indicate în figura 13.22 și a notațiilor folosite, se stabilesc:

• **Datele nominale, în curent continuu, ale redresorului rotativ.**

— *Tensiunea nominală continuă*, sau valoarea medie redresată, avînd în vedere că lipsesc contactele alunecătoare

$$U_d = U_{cN} \quad [\text{V}]; \quad (13.129)$$

— *Curentul redresat* (valoarea medie a curentului rezultat)

$$I_d = I_{cN} \quad [\text{A}], \quad (13.129, a)$$

iar valoarea medie a pulsurilor de curent pe o ramură a punții, în funcție de care se aleg diodele redresoare

$$I_{da} = I_d/m = I_d/3 \quad [\text{A}]. \quad (13.129, b)$$

• **Datele nominale, în curent alternativ ale redresorului, deci și ale generatorului sincron de excitație, în funcție de care acesta se dimensionează:**

— *Componenta continuă*, sau valoarea medie redresată a *tensiunii*, considerînd redresorul ideal (la care nu se ține cont de fenomenul de comutație)

$$U_{d0} = 2\sqrt{2}U_{1s} \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} \quad [\text{V}] \quad (13.130)$$

în care:

U_{1s} este valoarea eficace a tensiunii pe fază, a generatorului sincron de excitație;

m — numărul de faze.

În cazul de față, pentru $m = 3$ și considerînd $U_{d0} \approx U_d$, se obține

$$U_d \approx 2,34 U_{1s} \quad [\text{V}], \quad (13.130, a)$$

din care rezultă valoarea eficace a tensiunii pe fază

$$U_{1s} = \frac{U_d}{2,34} = 0,427 U_d \quad [\text{V}] \quad (13.130, b)$$

Tensiunea nominală (de linie) a generatorului sincron de excitație va fi

$$U_{sN} = \sqrt{3} U_{1s} = \sqrt{3} \cdot 0,427 U_d \approx 0,74 U_d \quad [\text{V}]. \quad (13.130, c)$$

— *Valoarea eficace a curentului de fază* din înfășurarea generatorului sincron de excitație, depinde de caracterul sarcinii (inductivă, rezistivă etc.). Deoarece inductanța circuitului principal, este mult mai mare decît rezistența sa, se poate determina curentul pentru situația în care inductanța $L_e \approx \infty$.

În acest caz, valoarea eficace a curentului alternativ, de fază, va fi

$$I_{1s} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_d = 0,815 I_d \quad [\text{A}]. \quad (13.130, d)$$

După cum s-a menționat, relațiile (13.130, c) și (13.130, d), au rezultat pe baza unor ipoteze simplificatoare, legate atît de neglijarea fenomenului de comutație cît și de considerarea caracterului pur inductiv al înfășurării de excitație a generatorului principal, care constituie sarcina redresorului rotativ.

În realitate, aceste ipoteze nu sînt valabile în totalitate, ele depinzînd de o serie de factori cum ar fi caracterul sarcinii, raportul dintre sarcina de lucru și cea nominală, sau dintre tensiunea de lucru și cea nominală etc.

De aceea, din practica de fabricație, confirmată experimental pe o serie de mașini sincrone deja construite, au rezultat că se pot considera, mai apropiate de situațiile reale, *datele nominale* ale generatorului sincron de excitație (auxiliar), valorile:

$$U_{sN} \approx 0,8 U_d \quad [\text{V}]; \quad (13.130, e)$$

$$I_{1s} \approx 0,78 I_d \quad [\text{A}];$$

— *Factorul de putere* al generatorului sincron de excitație, depinde de procesul de comutație al diodelor care se face, după cum se știe, cu un consum de putere reactivă, consum care depinde la rîndul său de situațiile de lucru menționate mai sus. Determinarea exactă a factorului de putere este foarte anevoioasă, necesitînd descompunerea în armonici a formelor undelor tensiunii și curentului din înfășurări în timpul redresării, stabilind apoi defazajul dintre fundamentalele acestora. Practic, cu suficientă precizie, se poate determina factorul de putere cu relația

$$\cos \varphi = \frac{U_d I_d}{\sqrt{3} U_{sN} I_{1s}} \quad (13.130, f)$$

din care, dacă se fac înlocuirile cu valorile date de relațiile (13.130, e) rezultă

$$\cos \varphi = \frac{1}{\sqrt{3 \cdot 0,8 \cdot 0,78}} \approx 0,92. \quad (13.130, g)$$

S-au stabilit astfel principalele date nominale de calcul ale excitatoarei sincrone.

— *Turația* este, în mod evident, cea a generatorului sincron care-l deservește, excitatoarea fiind de regulă asamblată în partea opusă antrenării generatorului principal, pe același arbore.

— *Numărul de poli*, deci și *frecvența*, nu au un rol deosebit funcțional, ei constituie mai mult o problemă pentru dimensionarea mașinii în sine. Totuși, din motive de redresare și pentru a avea mașini mai scurte se recomandă o frecvență mai mare de 50 Hz (cel mai frecvent 60 ÷ 75 Hz). Calculul electromagnetic al excitatoarei sincrone se va efectua în conformitate cu cele indicate pentru mașinile sincrone normale. Se va ține cont însă de faptul că generatorul sincron de excitație lucrează cu o sarcină puternic deformantă, și deci cu prezența unui număr mare de armonici, care vor produce pierderi suplimentare în sarcină atât în fier cât și electrice. Se vor lua deci, pe cât posibil mai mult, măsuri de amortizare directe sau indirecte (cu piese masive și în special întrefier mărit), iar solicitările magnetice și electrice se vor alege spre limitele inferioare ale valorilor recomandate în mod normal.

13.11. PARAMETRII ÎNFĂȘURĂRILOR ROTORULUI (INDUCTORULUI) ÎN REGIM STAȚIONAR

Se folosesc parametrii rotorului raportați la indus (stator) în unități relative. Criteriile de raportare sînt cele clasice adică între rotorul real și cel echivalent (raportat) trebuie respectate egalitățile fundamentalelor tensiunilor magnetice, pierderilor și energiilor magnetice (este vorba de energiile cîmpurilor magnetice de scăpări).

13.11.1. PARAMETRII ÎNFĂȘURĂRII DE EXCITAȚIE

A. Rezistența înfășurării de excitație

● Pentru mașinile cu poli aparenti și varianta combinată, rezistența înfășurării de excitație, în unități relative, este

$$r_e = \rho_{20} \frac{k_{ad}^2}{\pi^2} \frac{F_a}{f_1 \Phi_{1N}} \frac{l_{emed}}{w_e s_{ee}} (k_{de} + 1) \quad [\text{u.r.}] \quad (13.131)$$

în care (pentru clasă de izolație F cu $\vartheta = 115^\circ\text{C}$):

$$\rho_{115} = 1,38 \rho_{20} = 0,0246 \quad \Omega \text{mm}^2/\text{m};$$

Φ_{1N} este fluxul magnetic al undei fundamentale pentru U_{1N} , în Wb, determinat cu relația (13.23);

l_{emed} — lungimea medie a spirei înfășurării de excitație calculată exact (după construcția la scară) ca în par. 13.10, în m;

s_{ee} — secțiunea conductorului înfășurării de excitație, în mm^2 ;
 k_{de} — coeficientul de multiplicare al rezistenței de descărcare, față de rezistența proprie a înfășurării de excitație. Deoarece această rezistență se introduce în rotor numai în perioada pornirii în asincron, rezultă următoarele valori:
 — pentru motor, la calculul pornirii în asincron

$$k_{de} = 10; \quad (13.131, a)$$

— pentru generator sau motor (în funcționarea sincronă normală)

$$k_{de} = 0. \quad (13.131, b)$$

● Pentru mașinile cu poli înecați, rezistența înfășurării de excitație, în unități relative, este dată de o relație similară cu cea de la poli aparenti și varianta combinată, adică

$$r_e = \rho_{20} \frac{k_a^2}{\pi^2} \frac{F_a}{f_1 \Phi_{1N}} \frac{l_{emed}}{w_e s_{ee}} (k_{de} + 1) \quad [\text{u.r.}] \quad (13.132)$$

în care, k_a este dat de relația (13.76, a).

Și în acest caz $k_{de} \neq 0$ are semnificație, numai pentru calculul pornirii în asincron, dacă mașina este prevăzută cu colivie de pornire în asincron; dacă mașina este destinată pentru regimul de generator, sau chiar pentru motor la funcționarea în sincronism, $k_{de} = 0$.

OBSERVAȚIE. Cum s-a menționat, în cazul mașinilor cu poli înecați, mărimile se consideră sinusoidale (v. par. 13.1.5 B). Rezultă deci că, pentru mașinile cu poli înecați

$$\Phi_{1N} = \Phi_{0N}. \quad (13.132, a)$$

B. Reactanțele înfășurării de excitație

● Reactanța totală a înfășurării de excitație, în unități relative este:

— pentru mașinile cu poli aparenti [20]

$$x_e = \frac{\mu_0 F_a l_t}{\Phi_{1N}} \frac{8}{\pi} k_{ad}^2 \lambda_{es} + \frac{\sqrt{2} k_{ad}}{k_R} x_{ad} \quad [\text{u.r.}] \quad (13.133)$$

în care:

$\lambda_{es} = \lambda_{mt} + \lambda_{pt}$ este permeanța geometrică specifică totală cu (v. fig. 13.5, a):

$$\lambda_{mt} = 0,29 h_m / c_m + 0,112 b_m / l_m; \quad (13.133, a)$$

$$\lambda_{pt} = 1,12 \left(\frac{h_p + \delta - \frac{b_p^2}{4D}}{c_p} - 0,25 \right) + 0,44 \left(\frac{b_p - b_m}{2c_p} + 0,2 \right) - 0,32 \left(\frac{b_p - b_m}{2c_p} - 0,5 \right)^2; \quad (13.133, b)$$

l_t , se introduce în m.

Valoarea reactanței totale a înfășurării de excitație, neraportată la înfășurarea statorului și exprimată în ohmi, se obține cu relația [22]

$$X_c = x_c \frac{U_{1N}}{I_{1N}} \frac{p^2}{2m} \left(\frac{\pi w_c}{w_1 k_{c1} k_{ed}} \right)^2 [\Omega]; \quad (13.133, c)$$

— pentru mașinile cu poli înecați*

$$x_c = \frac{\mu_0 F_a}{\Phi_{1N}} \frac{16}{\pi} k_a^2 \left[\frac{l_2}{2N_b} (\lambda_{ce} + \lambda_{red}) + k_{fs} \tau \right] + (\sigma_{cs} + 1) x_{ad} \quad [\text{u.r.}] \quad (13.134)$$

în care (v. fig. 13.10):

λ_{ce} — este permeanța geometrică a scăpărilor în creștătură;
 λ_{red} — permeanța geometrică specifică a scăpărilor de la dinte la dinte;

$$\lambda_{ce} = \frac{l_2}{3b_z} + \frac{h_{02}}{b_z}; \quad (13.134, a)$$

$$\lambda_{red} = 0,2 + \frac{\delta}{2l_R};$$

k_a — v. relația (13.76, a);

$$\sigma_{cs} = 2k_a^2 \left(1 - \frac{2}{3} \gamma \right) - 1; \quad (13.134, b)$$

k_{fs} — coeficient de scăpări pe unitatea de lungime a pasului polar rotor. Pentru construcțiile normale ale înfășurărilor de excitație $k_{fs} \approx 0,1$;

l_2 — lungimea geometrică a rotorului, în m;

l_R — pasul dentar al rotorului, în m; δ în m.

Pentru γ și N_b , v. relațiile (13.47) respectiv (13.57).

Valoarea reactanței totale a înfășurării de excitație, neraportată la înfășurarea statorului și exprimată în ohmi, se obține cu relația*

$$X_c = x_c \frac{U_{1N}}{I_{1N}} \frac{p^2}{2m} \left(\frac{\pi w_c}{w_1 k_{c1} k_{ed}} \right)^2 [\Omega]; \quad (13.134, c)$$

— pentru mașinile cu rotorul în variantă combinată, ținând cont că piesa polară este ca la mașina cu poli aparenti, iar înfășurarea de excitație ca la mașina cu poli înecați rezultă

$$x_c = \frac{\mu_0 F_a}{\Phi_{1N}} \frac{8}{\pi} k_a^2 \left[l_1 \lambda_{pt} + \frac{l_2 \lambda_{ce}}{N_b} + 0,05 l_R \right] + \frac{\sqrt{2} k_{ed}}{k_b} x_{ad} \quad [\text{u.r.}] \quad (13.135)$$

în care (fig. 13.7, a):

λ_{pt} se calculează cu relația (13.133, b), dar în care în locul lățimii polului b_m , se va utiliza lățimea maximă a dintelui mare b_{DRmax} obținută cu relațiile (13.98, a).

Celelalte elemente sînt cele specificate mai sus, la variantele cu poli aparenti și înecați.

* A. Nicolaiu: Calculul reactanței de scăpări a înfășurării de excitație a mașinii sincrone cu poli înecați. În: EEA Electrotehnica, 31, 1983, nr. 7, p. 251-258.

Valoarea reactanței totale a înfășurării de excitație, neraportată la înfășurarea statorului și exprimată în ohmi, se obține cu relația (13.133, c).

● **Reactanța de scăpări** a înfășurării de excitație, pentru toate variantele de rotor, se obține scăzînd din reactanța totală, reactanța utilă a înfășurării de excitație care, în unități relative, este egală cu x_{ad} , adică

$$x_{ce} = x_c - x_{ad} [\text{u.r.}]. \quad (13.136)$$

OBSERVAȚIE. La mașina cu poli înecați, se are în vedere că reactanțele utile corespunzătoare cîmpului magnetic de reacție a indusului după, cele două axe, sînt conform [9] aproximativ egale, adică

$$x_{ad} \approx x_{ad} \approx x_u [\text{u.r.}]. \quad (13.137)$$

Conform [27] însă se consideră

$$x_{ad} = x_a [\text{u.r.}]; \quad (13.137, a)$$

$$x_{ad} \approx 0,9 x_{ad} [\text{u.r.}].$$

13.11.2. PARAMETRII ÎNFĂȘURĂRII DE AMORTIZARE

După cum reiese din paragrafele 13.7 și 14.24, pot fi prevăzute cu înfășurare de amortizare distinctă atât mașinile sincrone cu poli aparenti și variantă combinată (montată în piesele polare) cît și cele cu poli înecați (montată în dinți mari ai rotorului și, cînd este posibil, și în dinți mici de lîngă dintele mare).

Constructiv, înfășurarea de amortizare (la motoare și de pornire în asincron) poate fi cu inele de scurtcircuitare complete (segmentele de scurtcircuitare ale fiecărui pol se unesc între ele cu lipitură tare) cînd se mai numește și *înfășurare de amortizare longitudinal-transversală*, sau cu inele de scurtcircuitare incomplete (segmente de scurtcircuitare separate pe fiecare pol) cînd se mai numește și *înfășurare de amortizare longitudinală*.

Se menționează însă, că în cazul inelelor de scurtcircuitare incomplete, curenții din înfășurarea de amortizare după axa transversală se înclîd, de la pol la pol, prin masa miezului feromagnetic al rotorului, solicitînd termic foarte mult, mai ales în cazul regimurilor tranzitorii frecvente, elementele de fixare ale polilor sau pieselor polare (v. și paragraful 13.7). Rezultă deci, că și în aceste cazuri ale inelelor de scurtcircuitare incomplete, există și o amortizare transversală, nu numai longitudinală.

Datorită faptului că inițial înfășurarea de amortizare era proprie numai mașinilor cu poli aparenti, majoritatea lucrărilor din acest domeniu indică relații de calcul al parametrilor înfășurării de amortizare numai pentru acest tip de mașini sincrone [9], [13], [24] și [27].

Cercetări deosebite privind determinarea parametrilor înfășurării de amortizare, pentru diferite forme constructive, cu luarea în considerație a tuturor fenomenelor ce apar, au fost făcute în țara noastră de către A. Nicolaiu [20] și [22], care a stabilit expresii analitice ale parametrilor înfășurării de amortizare, valabile atât pentru mașinile cu poli aparenti și varianta combinată cît și pentru cele cu poli înecați; rezultă valori ale parametrilor care pot fi utilizate și în studiul fenomenelor tranzitorii în cadrul teoriei generale a dublei reacții.

Astfel, conform [20 vol. II], aceste expresii ale parametrilor înfășurării de amortizare, adoptate și în lucrarea de față, au fost stabilite admitând următoarele ipoteze simplificatoare, ipoteze care sînt în concordanță cu situațiile reale :

- rezistența și reactanța de scăpări sînt aceleași pentru toate barele ;
- distribuția curentului în barele coliviei de amortizare nu este modificată de segmentele de scurtcircuitare și de cîmpul magnetic de reacție produs de colivie ;
- se neglijează curenții din fierul rotorului ;
- colivia de amortizare este simetrică față de axa polului, iar barele sînt egal distanțate pe piesa polară sau pe dîntele mare ;
- se neglijează saturația magnetică. Dacă nu se neglijează, atunci saturația istmului creștăturii de amortizare se ia în considerație ca în paragraful 10.8.5. ;
- coeficientul lui Carter la mașinile cu poli aparenti, se consideră constant în lungul pasului polar și se ține seama separat de neuniformitatea întrefierului. La mașinile cu poli înecați, se ține seama de coeficientul lui Carter echivalent, adică din dreptul dîntelui mare și din restul pasului polar ;
- se consideră numai armonica fundamentală a tensiunii magnetice a înfășurării indusului.

A. Rezistența înfășurării de amortizare

● Rezistența după axa longitudinală, pentru inele de scurtcircuitare complete, raportată la stator și în unități relative

$$r_d = \rho_{Cu0} \frac{F_a}{2l_1 \Phi_{1x}} \left(\frac{k_s k_b l_b}{s_b} + \frac{k_i \tau C_d}{s_i} \right) \frac{1}{4C_p} \quad [\text{u.r.}] \quad (13.138)$$

în care :

k_r — este coeficientul de majorare a rezistenței barelor de amortizare datorită refulării curentului. Pentru bare rotunde cu $d_a \leq 12$ mm sau pentru bare dreptunghiulare normale cu $h/b \leq 3$, se ia $k_r = 1$. Pentru $h/b > 3$, influența refulării curentului se ia ca la mașinile asincrone cu bare înalte (v. par. 10.8.4.) ;

k_b, k_i — raportul dintre rezistivitatea materialului barelor (k_b), respectiv inelului de scurtcircuitare (k_i) și rezistivitatea cuprului care, în funcție de materialele utilizate au valorile :

- pentru cupru 1,0 ;
 - pentru alamă 4,0 ;
 - pentru oțel 8,0 ;
 - pentru bronz 8,0 ÷ 10,0 ;
- (13.138, a)

$\rho_{Cu0} = 1,38 \rho_{20} = 0,0246 \Omega \text{mm}^2/\text{m}$ este rezistivitatea cuprului la $\theta = 115^\circ \text{C}$;

l_b — lungimea barei de amortizare (între inelele de scurtcircuitare) în m, care se ia constructiv (din desenul pólului) sau cît lungimea piesei polare ori lungimea geometrică a rotorului (pentru poli înecați), la care se mai adaugă o lățime a inelului de scurtcircuitare ;

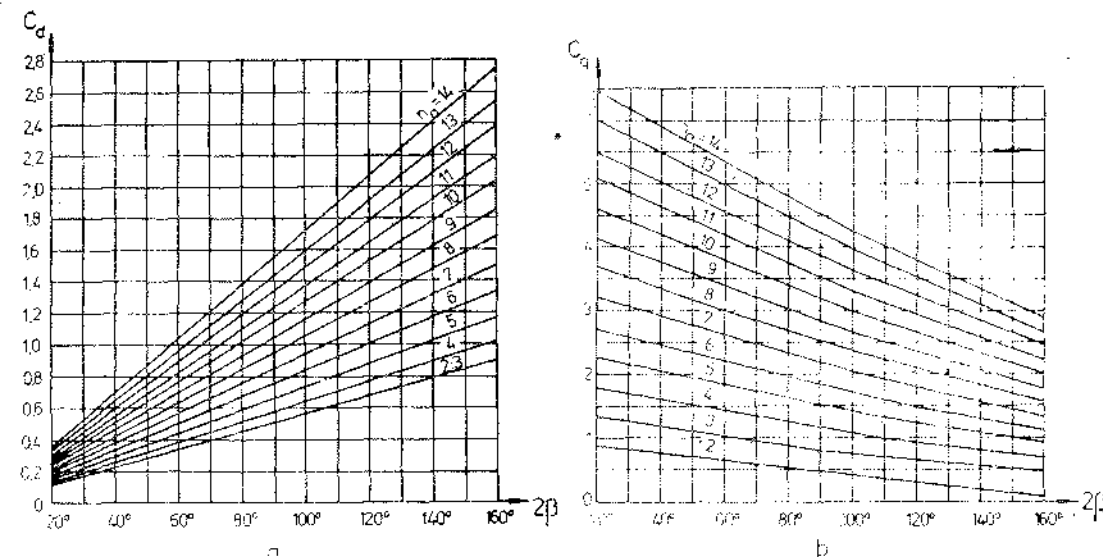


Fig. 13.23. Grubele coeficienților C_d și C_i în funcție de unghiul 2β și de numărul barelor de amortizare pe pol, n_a .

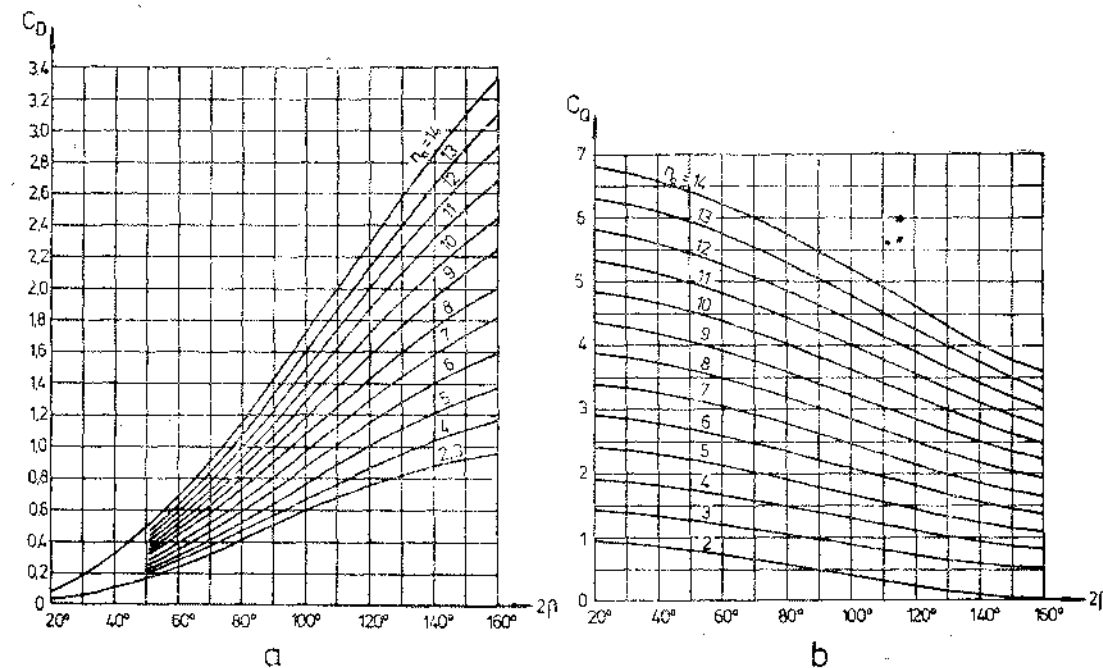


Fig. 13.24. Grubele coeficienților C_D și C_Q în funcție de unghiul 2β și de numărul barelor de amortizare pe pol, n_a .

s_a, s_t — secțiunea barei, respectiv inelului (segmentului) de scurt-circuitare, în mm^2 ;
 τ — pasul polar, în m;
 C_a, C_D — coeficienți care rezultă din raportarea înfășurării de amortizare la înfășurarea statorului după axa longitudinală și se iau din figura 13.23, a, respectiv 13.24, a, în funcție de numărul barelor pe pol n_a și de unghiul

$$2\beta = \frac{(n_a - 1)\tau}{\tau} \cdot 180^\circ \text{ [}^\circ\text{el]}, \quad (13.138, b)$$

care este unghiul electric dintre barele extreme ale aceluiași pol (v. fig. 13.5, b și d). Pentru varianta combinată, atât la alegerea din curbe cît și în relația unghiului 2β (v. și fig. 13.7, c), în locul lui n_a se va folosi $n'_a = n_a + 1$.

În locul curbelor se pot utiliza relații de calcul corespunzătoare*.

● **Rezistența după axa transversală, pentru inele de scurtcircuitare complete, raportată la stator și în unități relative**

$$r_q = \rho_{Cu} \frac{F_a}{2f_1 \Phi_{1N}} \left(\frac{k_r F_b I_b}{s_a} + \frac{k_t \tau C_q}{s_t} \right) \frac{1}{4C_q} \text{ [u.r.]} \quad (13.139)$$

în care:

C_q, C_Q au aceeași semnificație ca și C_d și C_D , însă după axa transversală și se iau din figura 13.23, b respectiv 13.24, b, în funcție de aceleași mărimi (n_a și 2β). Pentru mașinile cu rotorul în variantă combinată, deoarece lipsește bara din mijloc (spațiu rezervat șuruburilor de prindere a piesei polare) în relația (13.139) se vor folosi valorile:

$$C_q \approx C_{q \text{ curb}} = 0,3; \quad (13.139, a)$$

$$C_Q = C_{Q \text{ curb}} = 0,5,$$

unde $C_{q \text{ curb}}$ și $C_{Q \text{ curb}}$ sînt valorile lui C_q și C_Q luate din curbele din figura 13.23, b, respectiv figura 13.24, b, pentru $n'_a = n_a + 1$ (2β se calculează tot cu n'_a).

Ca și în relația (13.138) și aici se pot utiliza, în locul curbelor, relații de calcul corespunzătoare.

Semnificația celorlalți termeni este cea din relația (13.138).

Pentru inele de scurtcircuitare incomplete (segmente de scurtcircuitare separate pentru fiecare pol) rezultă [20]:

— rezistența după axa longitudinală r_d , este dată de relația (13.138) ca și pentru inele complete:

— rezistența după axa transversală (din datele experimentale)

$$r_q \approx (3 \div 4)r_d \text{ [u.r.]} \quad (13.140)$$

* A. Nicolaiu: Calculul parametrilor înfășurărilor de amortizare cu poli aparenti. În: Electrotehnica, 11, 1963, nr. 1, p. 1-10.

B. Reactanțele de scăpări ale înfășurării de amortizare

● **Reactanța de scăpări după axa longitudinală, pentru inele de scurtcircuitare complete, raportată la stator și în unități relative**

$$x_{\sigma d} = \frac{\pi \lambda_{0a} F_a}{\Phi_{1N}} [l_{Fe2}(\lambda_{ca} + \lambda_{da}) + \lambda_{fa} \tau C_d] \frac{1}{4C_p} + \sigma_{ad} x_{ad} \text{ [u.r.]} \quad (13.141)$$

în care:

l_{Fe2} este lungimea fierului piesei polare sau a rotorului (pentru poli înecați) în m;

λ_{ca} permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătura înfășurării de amortizare:

— pentru creștătură rotundă (fig. 13.5, d)

$$\lambda_{ca} = \left(0,785 - \frac{b_0}{2d_a} \right) + \frac{h_0}{b_0}; \quad (13.141, a)$$

— pentru creștătură dreptunghiulară, cu istmul h_0 și b_0

$$\lambda_{ca} = \frac{h}{3b_c} + \frac{h_0}{b_0} \quad (13.141, b)$$

cu h , înălțimea barei;

λ_{da} — permeanța geometrică specifică a scăpărilor la capetele dinților.

Unele lucrări [25], indică pentru λ_{da} valoarea dată de relația (10.99), evident cu $\beta_y = 1$, cu deschiderea b_0 a creștăturii de amortizare (sau b'_0 cu saturația magnetică) și cu k_{c1} pentru stator.

Într-un studiu mai precis, rezultă că λ_{da} are valori mult mai mici decît cea obținută cu relația (10.99), iar în alte lucrări, [9], [20] se utilizează relații care dau chiar valori reduse. În cazul în care se ține cont și de influența fenomenului de saturație magnetică (pornire prin cuplare directă la rețea), mai ales la creștăturile semi-închise pentru înfășurarea de amortizare, această permeanță se reduce astfel încît ea se poate neglija, adică

$$\lambda_{da} \approx 0; \quad (13.141, c)$$

λ_{fa} — permeanța geometrică specifică de scăpări a inelelor de scurtcircuitare, pe unitatea de lungime a pasului polar. În medie se poate lua

$$\lambda_{fa} \approx 0,3; \quad (13.141, d)$$

σ_{ad} — coeficientul scăpărilor suplimentare longitudinale:

— dacă înfășurarea de excitație este deschisă, pentru mașinile cu poli înecați ($k_d = 1$), σ_{ad} se ia din figura 13.25, a, iar pentru mașinile cu poli aparenti și varianta combinată, pentru care $k_d \neq 1$, în relația (13.141) se va introduce

$$\sigma_{ad} = (1 + \sigma_{ad \text{ curb}})k_d - 1 \quad (13.141, e)$$

unde:

$\sigma_{ad \text{ curb}}$ este valoarea lui σ_{ad} luate din curbele din figura 13.25, a, pentru n'_a sau n_a și 2β corespunzător, dat de relația (13.138, b);

$k_d = \frac{\alpha_p \pi + \sin(\alpha_p \pi)}{\pi}$ este coeficientul reacției longitudinale;

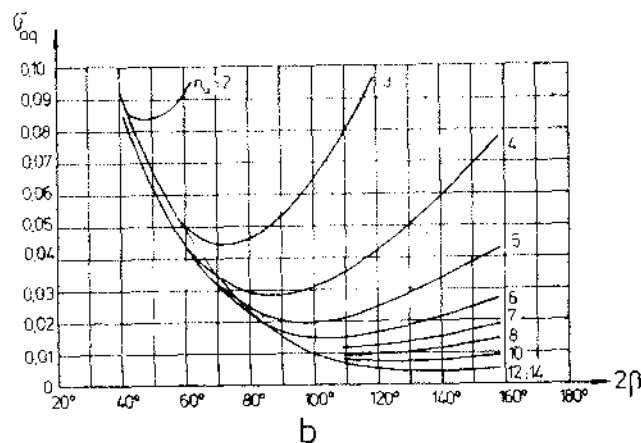
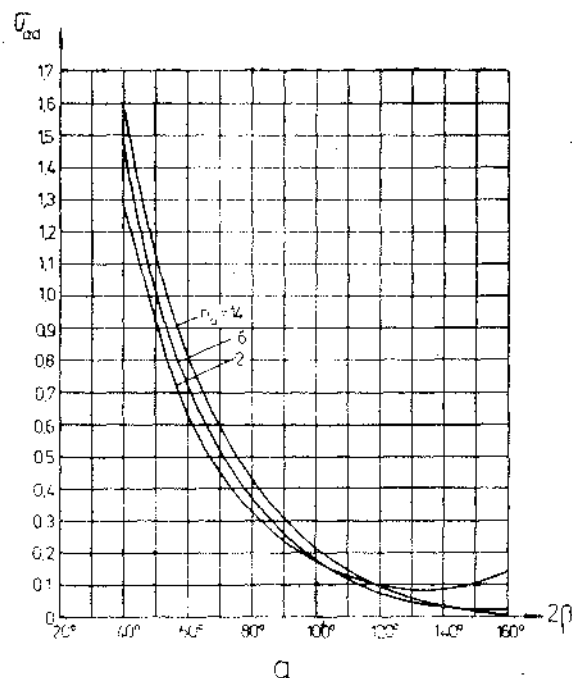


Fig. 13.25. Curbele coeficienților σ_{ad} și σ_{aq} în funcție de unghiul 2β și de numărul barelor de amortizare pe pol n_a .

— dacă înfășurarea de excitație este însă închisă, pe rezistența de descărcare R_d (în cazul pornirii în asincron) sau pe sursă (la funcționarea în sincron), atunci

$$\sigma_{ad} \approx 0, \quad (13.141, f)$$

deoarece cîmpul magnetic de scăpări diferențiale este unul singur rezultat din combinarea cîmpurilor magnetice ale celorlalte înfășurări.

În concluzie $\sigma_{ad} \neq 0$ doar cînd înfășurarea de excitație este deschisă;
 τ — pasul polar, în m.

● **Reactanța de scăpări după axa transversală, pentru inele de scurtcircuitare complete, raportată la stator și în unități relative**

$$x_{\sigma q} = \frac{\pi l_0 F_a}{\Phi_{1N}} [l_{Fe2}(\lambda_{ca} + \lambda_{da}) + \lambda_{fa} \tau C_q] \frac{1}{4C_q} + \sigma_{aq} x_{aq} \text{ [u.r.]} \quad (13.142)$$

În care :

σ_{aq} este coeficientul scăpărilor suplimentare transversale care se ia din figura 13.25, b, în funcție de n_a și 2β . Pentru mașinile în variantă combinată, σ_{aq} se ia din curbe tot pentru n_a real (nu pentru n'_a), însă la determinarea unghiului 2β corespunzător, în relația (13.138, b) se introduce $n'_a = n_a + 1$.

OBSERVAȚIE. Pentru σ_{ad} și σ_{aq} , în locul curbelor se pot utiliza relații de calcul corespunzătoare, conform bibliografiei indicată cu asterisc la relația (13.138) — v. mai sus punctul A.

Semnificația celorlalți termeni este ca în relația (13.141).

Pentru inele de scurtcircuitare incomplete (segmente de scurtcircuitare separate pentru fiecare pol) rezultă [20] :

— reactanța de scăpări după axa longitudinală x_{ad} , este dată de relația (13.141) ca și pentru inele complete ;
 — reactanța de scăpări după axa transversală (din datele experimentale)

$$x_{\sigma q} \approx (1,5 \div 2) x_{ad} \text{ [u.r.]} \quad (13.143)$$

13.12. PARAMETRII ȘI CONSTANTELE DE TIMP ALE REGIMULUI TRANZITORIU AL MAȘINII SINCRONE

13.12.1. PARAMETRII ÎN REGIM TRANZITORIU

● **Reactanța tranzitorie :**

— longitudinală

$$x'_d = x_{d1} + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{\sigma d}}} \text{ [u.r.]} \quad (13.144)$$

— transversală

$$x'_q \approx x_q \text{ [u.r.]} \quad (13.144, a)$$

● **Reactanța supratranzitorie, denumită și reactanță subtranzitorie** (pentru mașinile cu înfășurare de amortizare) :

— longitudinală

$$x''_d = x_{d1} + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{\sigma d}} + \frac{1}{x_{\sigma d}}} \text{ [u.r.]} \quad (13.145)$$

— transversală

$$x''_q = x_{q1} + \frac{1}{\frac{1}{x_{aq}} + \frac{1}{x_{\sigma q}}} \text{ [u.r.]} \quad (13.145, a)$$

Pentru mașinile fără înfășurare de amortizare

$$x'_d \approx x'_d \text{ [u.r.];} \quad (13.146)$$

$$x'_q \approx x'_q \approx x_q \text{ [u.r.].}$$

● **Reactanța inversă**, se determină în funcție de valoarea reactanței exterioare pe care funcționează mașina. Astfel:

— în cazul funcționării pe reactanță exterioară mai mare

$$x_2 = \frac{x'_d + x'_q}{2} \text{ [u.r.];} \quad (13.147)$$

— în cazul funcționării pe reactanță exterioară mai mică

$$x_2 = \sqrt{x'_d x'_q} \text{ [u.r.].} \quad (13.147, a)$$

13.12.2. CONSTANTELE DE TIMP ALE REGIMULUI TRANZITORIU

a. **Constanta de timp a înfășurării de excitație**, considerat ca circuit unic (înfășurarea statorului este deschisă, iar înfășurarea de amortizare lipsește)

$$T_e = \frac{x_e}{r_e} \text{ [rad]} \quad (13.148)$$

sau

$$T_e = \frac{x_e}{\omega r_e} \text{ [s]} \quad (13.148, a)$$

în care:

$\omega = 2\pi f_1$, este pulsația curentului din indus.

Această constantă de timp determină viteza de creștere a tensiunii înfășurării de excitație.

b. **Constanta de timp a curenților tranzitorii din stator și rotor sau constanta de timp a înfășurării de excitație**, în cazul înfășurării statorului în scurtcircuit și supraconductoare, iar înfășurarea de amortizare longitudinală lipsește

$$T'_d = T_e \frac{x'_d}{x_d} \text{ [s].} \quad (13.149)$$

Această constantă determină procesele de reglare a excitației. Totodată această constantă de timp, influențează puternic viteza de amortizare a componentelor pulsatorii ale cuplului de rotație.

c. **Constanta de timp a înfășurării de amortizare**, după axa longitudinală, când înfășurarea de excitație este scurtcircuitată iar înfășurarea statorului este deschisă

$$T'_{dd} = \frac{x'_{ad}}{\omega r_d} \text{ [s]} \quad (13.150)$$

în care:

$$x'_{ad} = x_{ad} + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{oe}}} \text{ [u.r.]} \quad (13.150, a)$$

este reactanța tranzitorie a înfășurării de amortizare longitudinală.

d. **Constanta de timp a curenților supratranzitorii**, denumiți și **subtranzitorii** (cu care se amortizează curenții liberi în înfășurarea de amortizare longitudinală) sau constanta de timp a înfășurării de amortizare după axa longitudinală, când ambele înfășurări longitudinale (statorică și de excitație) sînt scurtcircuitate și supraconductoare

$$T''_d = T'_{dd} \frac{x'_{ad}}{x'_d} \text{ [s].} \quad (13.151)$$

De valoarea acestei constante de timp, depinde durata componentei supratranzitorii a curentului alternativ din stator.

e. **Constanta de timp a înfășurării statorului** (de amortizare a componentelor aperiodice), când înfășurările sînt scurtcircuitate și supraconductoare

$$T_a = \frac{x_2}{\omega r_1} \text{ [s].} \quad (13.152)$$

13.13. CURENȚII DE SCURT-CIRCUIT

Se consideră cazul când scurtcircuitul se produce la funcționarea în gol a mașinii, adică $E_0 = U_{1N}$ și $I_1 = 0$

13.13.1. CURENȚII DE SCURT-CIRCUIT TRIFAZAT SIMETRIC

Curentul permanent (staționar) de scurtcircuit

$$I_d = \frac{1}{x_d} \text{ [u.r.]} \text{ sau } I_d = I_d I_N = \frac{U_{1N}}{X_d} \text{ [A].} \quad (13.153)$$

— Curentul tranzitoriu de scurtcircuit

$$I'_d = \frac{1}{x'_d} \text{ [u.r.]} \text{ sau } I'_d = I'_d I_N = \frac{U_{1N}}{X'_d} \text{ [A].} \quad (13.153, a)$$

— Curentul supratranzitoriu de scurtcircuit

$$I''_d = \frac{1}{x''_d} \text{ [u.r.]} \text{ sau } I''_d = I''_d I_N = \frac{U_{1N}}{X''_d} \text{ [A].} \quad (13.153, b)$$

OBSERVAȚIE. Valorile, în Ω ale rezistențelor și reactanțelor când se cunosc valorile în unități relative, se obțin din relația (13.67), adică

$$r_1 = \frac{R_1}{Z_N} \text{ [u.r.]}$$

unde impedanța nominală este

$$Z_N = \frac{U_{1N}}{I_N} \text{ [\Omega].}$$

Rezultă astfel

$$R_1 = r_1 Z_N = r_1 \frac{U_{1N}}{I_N} \text{ [\Omega]} \quad (13.154)$$

respectiv

$$X_d = x_d Z_N = x_d \frac{U_{1N}}{I_N} [\Omega] \quad (13.154, a)$$

și deci (de exemplu):

$$I_d = I_d I_N = \frac{1}{x_d} I_N = \frac{Z_N}{X_d} I_N = \frac{U_{1N}}{X_d I_N} I_N = \frac{U_{1N}}{X_d} [A]. \quad (13.154, b)$$

13.13.2. CURENȚII DE SCURTCIRCUIT BIFAZAT

— Curentul permanent de scurtcircuit bifazat

$$I_{d11} = \frac{\sqrt{3}}{x_d + x_s} [\text{u.r.}] \text{ sau } I_{d11} = I_{d11} I_N = \frac{\sqrt{3} U_{1N}}{X_d + X_s} [A]. \quad (13.155)$$

— Curentul tranzitoriu de scurtcircuit bifazat

$$I_{d11} = \frac{\sqrt{3}}{x_d' + x_s} [\text{u.r.}] \text{ sau } I_{d11} = I_{d11} I_N = \frac{\sqrt{3} U_{1N}}{X_d' + X_s} [A]. \quad (13.155, a)$$

— Curentul supratranzitoriu de scurtcircuit bifazat

$$I_{d11}'' = \frac{\sqrt{3}}{x_d'' + x_s} [\text{u.r.}] \text{ sau } I_{d11}'' = I_{d11}'' I_N = \frac{\sqrt{3} U_{1N}}{X_d'' + X_s} [A]. \quad (13.155, b)$$

13.13.3. CURENȚII DE SCURTCIRCUIT MONOFAZAT

— Curentul permanent de scurtcircuit monofazat

$$I_{d1} = \frac{3}{x_d + x_s + x_0} [\text{u.r.}] \text{ sau } I_{d1} = I_{d1} I_N = \frac{3 U_{1N}}{X_d + X_s + X_0} [A]. \quad (13.156)$$

— Curentul tranzitoriu de scurtcircuit monofazat

$$I_{d1}' = \frac{3}{x_d' + x_s + x_0} [\text{u.r.}] \text{ sau } I_{d1}' = I_{d1}' I_N = \frac{3 U_{1N}}{X_d' + X_s + X_0} [A]. \quad (13.156, a)$$

— Curentul supratranzitoriu de scurtcircuit monofazat

$$I_{d1}'' = \frac{3}{x_d'' + x_s + x_0} [\text{u.r.}] \text{ sau } I_{d1}'' = I_{d1}'' I_N = \frac{3 U_{1N}}{X_d'' + X_s + X_0} [A]. \quad (13.156, b)$$

13.13.4. CURENTUL MAXIM DE SCURTCIRCUIT BRUSC (ȘOC)

Valoarea instantanee maximă (amplitudinea) a curentului de scurtcircuit brusc, numit și „curentul de șoc”, se calculează pentru cazul cînd scurtcircuitul se produce în momentul trecerii curentului prin valoarea maximă

(tensiunea trece prin zero). Considerînd de asemenea o valoare a tensiunii cu 5% mai mare, decît cea nominală rezultă

$$I_{k \max} = I_{\text{șoc}} = 1,8 \frac{1,05 \sqrt{2}}{x_d''} [\text{u.r.}] \leq 21 \quad (13.157)$$

sau, în A

$$I_{\text{șoc}} = I_{\text{șoc}} I_N = 1,8 \frac{1,05 \sqrt{2} U_{1N}}{X_d''} [A] \leq 21 I_N [A]$$

în care, factorul 1,8 ia în considerare componenta aperiodică a curentului de scurtcircuit brusc după o semiperioadă, componentă care se amortizează cu constanta de timp T_a a statorului determinată cu relația (13.152).

Conform STAS 1893/1-87, valoarea curentului maxim de scurtcircuit brusc nu trebuie să depășească, pentru mașinile normale, de 21 ori valoarea eficace a curentului nominal (I_N) sau de 15 ori valoarea maximă a curentului nominal ($\sqrt{2} I_N$).

13.13.5. RAPORTUL DE SCURTCIRCUIT

După cum s-a văzut la datele de proiectare ale mașinii sincrone (v. „Datele funcționale și constructive”), una din mărimile caracteristice, care poate fi impusă în unele cazuri, este așa-zisul „raport de scurtcircuit”, notat simbolic prin RSC .

Fizic, RSC reprezintă raportul dintre valoarea curentului de scurtcircuit și valoarea curentului nominal, adică tocmai curentul de scurtcircuit în unități relative.

Dar, curentul de scurtcircuit depinde la rîndul său de valoarea curentului de excitație a mașinii. De aceea, în funcție de curentul de excitație, se vor determina două valori distincte ale curentului de scurtcircuit (din îndus) și anume pentru *curentul de excitație la funcționarea în gol* (v. relația 13.125, e).

$$I_{\text{co}} = \frac{U_{\text{mon}}}{2w_e} [A]$$

și care se consideră drept *curent de excitație de bază*, la care se raportează celelalte valori (deci $I_{\text{co}} = 1$) și pentru *curentul de excitație la funcționarea în sarcină nominală* I_{cN} , determinat cu relația (13.125, c).

Deoarece, în cazul scurtcircuitului fluxul magnetic rezultat este mic, rezultă că trebuie folosită caracteristica magnetică liniară (prelungirea porțiunii rectilinii a caracteristicii magnetice de funcționare în gol).

Rezultă astfel (fig. 13.26):

— curentul de scurtcircuit, pentru excitația la funcționarea în gol.

$$I_{\text{co}} = \frac{E'_0}{x_d} = RSC [\text{u.r.}]; \quad (13.158)$$

— curentul de scurtcircuit, pentru excitația nominală (la sarcină nominală)

$$I_{\text{cN}} = \frac{E'_0}{x_d} = I_{\text{co}} I_{\text{cN}} [\text{u.r.}] \quad (13.158, a)$$

sau, în A

$$I_{\text{cN}} = I_{\text{cN}} I_N [A]$$

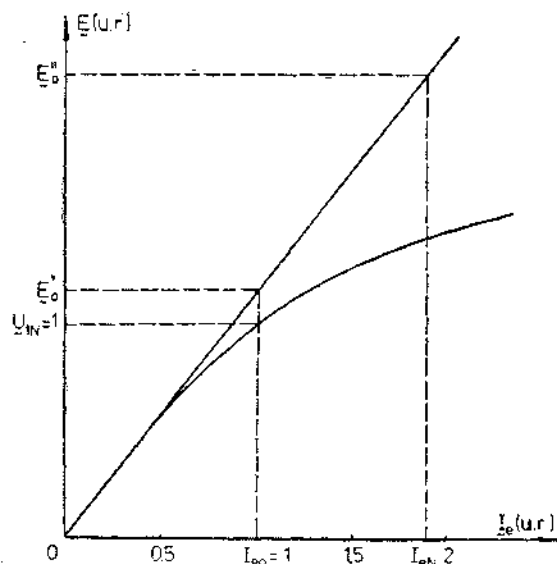


Fig. 13.26. Determinarea curentului de scurtcircuit utilizând caracteristica magnetică la funcționarea în gol (partea liniară).

în care :

E_0' , E_0'' sînt t.e.m. în unități relative, determinate de pe caracteristica magnetică liniară, pentru curentul de excitație la funcționarea în gol ($I_{fo} = 1$), respectiv pentru curentul de excitație la funcționarea în sarcină nominală, I_{foN} (în unități relative $I_{foN} = I_{foN}/I_{fo} = I_{foN}$ [u.r.]).

Se menționează faptul că în relațiile (13.158) și (13.158, a) trebuie folosită valoarea nesaturată a reactanței sincrone longitudinale, determinată cu relația (13.77) sau (13.77, b) și în care reactanțele utile sînt date de relațiile (13.69) și (13.76).

OBSERVAȚIE. După cum se știe, se obișnuiește definirea raportului de scurtcircuit ca inversul reactanței sincrone longitudinale, în unități relative, adică

$$RSC = \frac{1}{x_d} \text{ [u.r.]}$$

Această definiție corespunde de fapt valorii nominale a tensiunii mașinii U_{IN} cu valorii nominale a t.e.m. E_{IN} .

De aceea RSC determinat conform relației (13.158) este mai mare decît inversul reactanței longitudinale ($1/x_d$), de k_R ori (pentru $k_R = E_{IN}/U_{IN}$, v. par. 13.1.2).

13.14. CARACTERISTICILE MAȘINII SINCRONE

După cum se știe, calculul electromagnetic are drept scop ca, pe baza datelor nominale și de proiectare, să stabilească mai întîi dimensiunile mașinii, apoi performanțele tehnico-economice rezultate, performanțe care trebuie să fie apropiate de cele impuse.

Rezultă deci că, în finalul calcului electromagnetic, trebuie determinate caracteristicile mașinii, ale căror valori ne dau indicații asupra corectitudinii dimensiunilor stabilite.

A. Căderea de tensiune ΔU [%]

A fost stabilită în paragraful 13.9.2 cu relațiile (13.116) și (13.120).

B. Curenții de scurtcircuit

Au fost stabiliți mai sus, în paragraful 13.13.

C. Capacitatea statică de suprasarcină

— Pentru mașinile cu poli aparenti și varianta combinată

$$k_M = \frac{M_M}{M_N} = \underline{M}_M = \frac{E_0''}{x_d \cos \varphi_N} k_2 = \frac{I_{eN}}{\cos \varphi_N} k_2 \text{ [u.r.]} \quad (13.159)$$

în care :

k_2 , depinde de mărimea $\varepsilon_M = \frac{x_d - x_q}{E_0'' x_d}$ și se ia din figura 13.27.

— Pentru mașinile cu poli inecați

$$k_M = \frac{I_{e0} I_{eN}}{\cos \varphi_N} = \frac{I_{eN}}{\cos \varphi_N} \text{ [u.r.]} \quad (13.159, a)$$

Valoarea lui k_M trebuie să satisfacă limitele impuse prin tema de proiectare.

D. Cuplul de rotație la scurtcircuit brusc

În cazul unui scurtcircuit brusc la bornele mașinii, asupra statorului și rotorului acționează un cuplu de rotație mult mai mare decît cuplul nominal.

Valoarea cuplului maxim, în cazul scurtcircuitului brusc trifazat simetric se determină, ca și valoarea curentului de scurtcircuit brusc, pentru o tensiune majorată cu 5% față de cea nominală, cu relația.

$$M_{k2} = \frac{1,05^2}{x_d''} M_N \text{ [Nm]} \quad (13.159, b)$$

unde cuplul nominal M_N este dat de relația

$$M_N = 9560 \frac{P_N}{n_1} \text{ [Nm]} \quad (13.159, c)$$

în care P_N se introduce în kW (pentru generator se ia S_N , în kVA), iar n_1 , în rot./min.

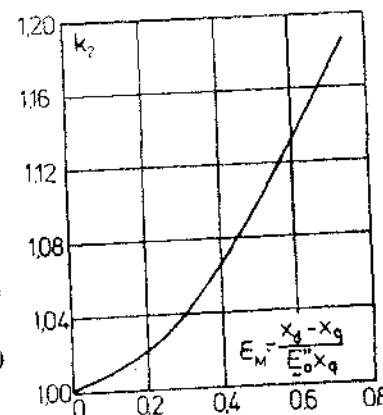


Fig. 13.27. Valorile coeficientului k_2 în funcție de ε_M .

E. Pierderile și randamentul

Se calculează conform cap.20 (v. și exemplul de calcul — par. 14.13, punctul E).

F. Caracteristicile externă și de reglaj ale generatoarelor sincrone

Trasarea caracteristicilor externă și de reglaj, este foarte importantă în special pentru generatoarele sincrone, în vederea alegerii și dimensionării echipamentului de reglaj în cazul funcționării generatorului la diverse regimuri de sarcină, diferite de cel nominal.

Calculul acestor caracteristici ale mașinii sincrone este destul de dificil din cauza numărului mare de variabile posibile, deoarece pe lângă variația tensiunii, curentului de sarcină și a curentului de excitație mai pot varia și factorul de putere, reactanțele sincrone datorită saturației magnetice și chiar frecvența. De aceea, pentru fiecare caracteristică este necesar a se specifica condițiile în care se consideră că lucrează mașina.

Având în vedere deci, numărul mare de variabile, diferențele constructive, precum și modul diferit în care reactanțele utile sunt influențate de saturația magnetică, reiese că problema trasării acestor caracteristici trebuie rezolvată în funcție de tipul constructiv al mașinii: cu poli înecați sau cu poli aparenti ori varianta combinată.

a. Pentru generatoarele sincrone cu poli înecați, ecuația de tensiuni la funcționarea în sarcină, în cazul în care, pentru acoperire, în locul reactanței de scăpări se consideră reactanța Potier X_p , dată, în unități relative, de relația (13.117) este

$$\underline{E}_0 = \underline{U}_1 + R_1 \underline{I}_1 + jX_p \underline{I}_1 + jX_a \underline{I}_1 \quad (13.160)$$

în care X_a reprezintă valoarea nesaturată a reactanței utile, dată, în unități relative de relația (13.76), în ipoteza unei caracteristici magnetice liniare.

În realitate însă, caracteristica magnetică de funcționare în gol nu este liniară, ceea ce conduce la micșorarea reactanței utile cu creșterea gradului de saturație (v. par. 13.16.1).

Rezultă astfel că în ecuația dată de relația (13.160), este rațional să se considere valoarea saturată a reactanței utile X_{as} , valoare variabilă cu punctul de funcționare de pe caracteristica magnetică a mașinii, adică

$$\underline{E}_{0s} = \underline{U}_1 + R_1 \underline{I}_1 + jX_p \underline{I}_1 + jX_{as} \underline{I}_1 \quad (13.160, a)$$

și în care mărimile pot fi exprimate fie în valori absolute (ca mai sus), fie în unități relative cum se va proceda în continuare.

Pentru mai multă claritate, cît și pentru simplificarea anumitor referiri, se vor adopta pentru diverse moduri de a considera caracteristicile magnetice de funcționare în gol, următoarele denumiri (v. fig. 13.28, a):

— caracteristica reală de funcționare în gol (1), care corespunde condițiilor reale de magnetizare a mașinii;

— caracteristica liniară de funcționare în gol (2), care este tangentă în origine la caracteristica magnetică reală și corespunde cazului în care se consideră mașina nesaturată, adică permeabilitatea magnetică a fierului se presupune infinită;

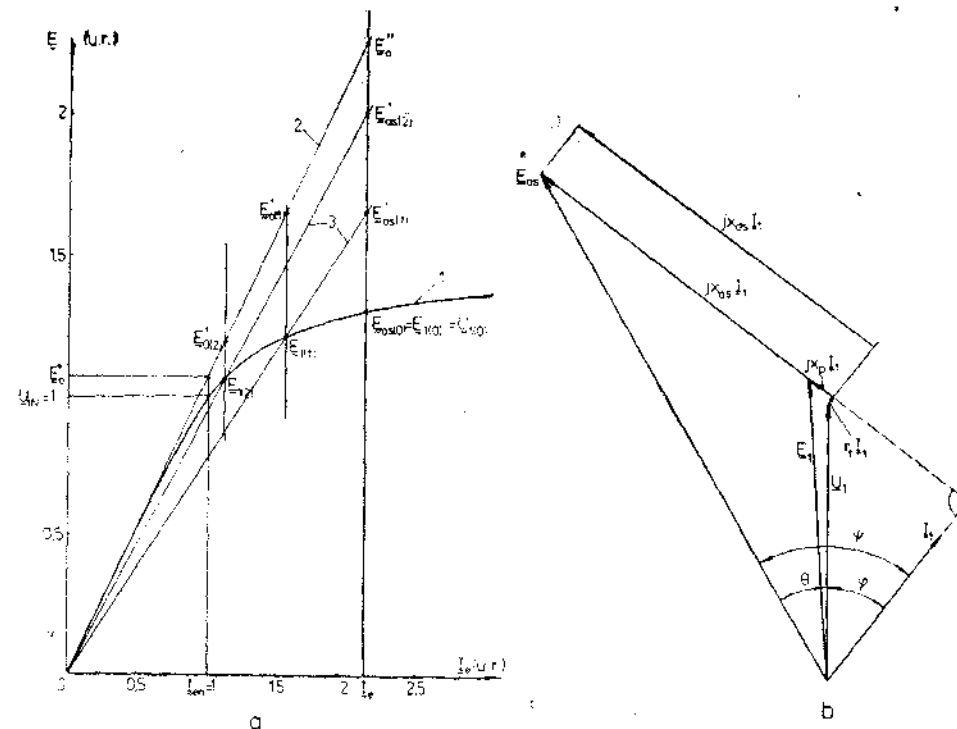


Fig. 13.28. Explicativă la determinarea caracteristicilor externă și de reglaj ale generatorului sincron cu poli înecați:

a — caracteristicile magnetice; b — diagrama fazorială reală (cu influența saturației magnetice);
1 — caracteristica magnetică reală de funcționare în gol; 2 — caracteristica magnetică liniară;
3 — caracteristici magnetice liniarizate.

— caracteristicile liniarizate în gol (3), corespunzătoare fiecărui punct de pe caracteristica reală, adică permeabilitatea magnetică a fierului se presupune nu infinită, ci constantă, dar pentru un anumit punct considerat.

Cum se observă, din figura 13.28, a, fiecărui punct de pe caracteristica reală $\underline{E}_{1(1)}, \underline{E}_{1(2)}, \dots$ îi corespunde câte o valoare pe caracteristica liniară notate cu semnul ('), adică $\underline{E}'_{0(1)}, \underline{E}'_{0(2)}, \dots$ și cu $\underline{E}'_0$ pentru curentul de excitație $\underline{I}_e \neq \underline{I}_{e0}$ și câte o valoare pe caracteristicile liniarizate pentru curentul de excitație $\underline{I}_e$ considerat, notate cu $\underline{E}'_{0s(1)}, \underline{E}'_{0s(2)}, \dots$ valoare care caracterizează gradul de saturație al punctului respectiv. Corelarea acestor notații de pe caracteristicile de funcționare în gol definite mai sus și diagrama fazorială a ecuației de tensiuni (diagrama Potier), este indicată în figura 13.28, b.

Reiese deci, că fiecărei stări de magnetizare a mașinii, îi corespunde o anumită valoare pentru reactanța utilă saturată x_{as} .

Cum starea de magnetizare la funcționarea în sarcină este dată de t.e.m. rezultantă $\underline{E}_1$, a punctului respectiv de pe caracteristica reală de funcționare în gol căreia îi corespunde tensiunea la borne $\underline{U}_1$, rezultă că reactanța utilă saturată x_{as} a aceluia punct, se obține prin înmulțirea reactanței utile nesaturate x_a cu raportul $\underline{E}_{1(i)}/\underline{E}'_{0(i)}$ ($i = 1, 2, 3, \dots$).

Din diagrama Potier (fig. 13.28, b) rezultă, pentru mărimile în unități relative :

$$\underline{E}_1^2 = (\underline{U}_1 \sin \varphi + x_p \underline{I}_1) + (\underline{U}_1 \cos \varphi + r_1 \underline{I}_1)^2 = \underline{U}_1^2 + 2 \underline{U}_1 \underline{I}_1 (x_p \sin \varphi + r_1 \cos \varphi) + \underline{I}_1^2 x_p^2; \quad (13.160, b)$$

$$\underline{E}_{0s}^2 = (\underline{U}_1 \sin \varphi + \underline{I}_1 x_{ds})^2 + (\underline{U}_1 \cos \varphi + \underline{I}_1 r_1)^2 = \underline{U}_1^2 + 2 \underline{U}_1 \underline{I}_1 (x_{ds} \sin \varphi + r_1 \cos \varphi) + \underline{I}_1^2 x_{ds}^2$$

în care :

$$x_{ds} = x_{as} + x_p$$

unde

$$x_{as} = x_a \frac{E_1(i)}{E'_0(i)} \quad (13.160, c)$$

este reactanța utilă saturată corespunzătoare punctului $i = 1, 2, \dots$ de pe caracteristica reală.

Din figura 13.28, b rezultă, de asemenea, relațiile (pentru punctul $i = 1, 2, \dots$), cu mărimile în unități relative

$$\underline{E}_{0s}(i) = \underline{E}'_0 \frac{E_1(i)}{E'_0(i)} \text{ iar } \underline{E}''_0 = \underline{E}'_0 \frac{I_c}{I_{c0}} \quad (13.160, d)$$

Cu relațiile (13.160, b), sau grafic, executind diagrama tensiunilor pentru fiecare punct, se pot determina, punct cu punct, caracteristicile externă și de reglaj ale generatorului sincron cu poli încași.

Se reamintește faptul că în cazul când mărimile se iau în unități relative, mărimile de bază la care se raportează acestea sînt :

$\underline{U}_{1N}$, $\underline{I}_{1N}$ și $\underline{I}_{c0}$ (sau $\underline{U}_{m0N}$, pentru tensiunea nominală $\underline{U}_{1N}$).

● **Caracteristica externă**, adică $\underline{U}_1 = f(\underline{I}_1)$ pentru $\underline{I}_c = \text{constant}$; $\cos \varphi > 0$ și constant; $f_1 = \text{constant}$.

Aceasta înseamnă a se stabili valorile tensiunii la borne $\underline{U}_1$ în funcție de curentul de sarcină $\underline{I}_1$, pentru un curent de excitație constant, care poate fi nominal sau un oricare altul, la un factor de putere constant, care, de asemenea, poate fi cel nominal sau un altul, în cazul păstrării turației (frecvenței) constante.

Pentru ușurarea rezolvării sistemului reprezentat de relațiile (13.160, b), considerînd $\underline{U}_1 = z \underline{I}_1$, în care prin z se înțelege modulul impedanței de sarcină, se fac următoarele notații :

$$u = \frac{E_1}{E'_0};$$

$$s = 1 - u^2;$$

$$p = (u^2 x_{ds} - x_p) \sin \varphi - s r_1 \cos \varphi; \quad (13.161)$$

$$q = u^2 x_{ds}^2 - z_p^2$$

unde :

$$z_{ds}^2 = x_{ds}^2 + r_1^2;$$

$$z_p^2 = x_p^2 + r_1^2.$$

Se obține astfel [27] :

— *impedanța de sarcină*

$$z = \frac{p \pm \sqrt{p^2 + sq}}{s} [\text{u.r.}]; \quad (13.161, a)$$

— *curentul de sarcină din stator*

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{E}_1}{z^2 + 2z(x_p \sin \varphi + r_1 \cos \varphi) + x_p^2} [\text{u.r.}]; \quad (13.161, b)$$

— *tensiunea la bornele generatorului (de fază)*

$$\underline{U}_1 = z \underline{I}_1 [\text{u.r.}]. \quad (13.161, c)$$

Etapele de lucru sînt următoarele (fig. 13.28, a) :

— se trasează caracteristica magnetică reală ($\underline{I}$) de funcționare în gol, $\underline{E}_0 = f(\underline{I}_c)$ în unități relative;

— se trasează dreapta $\underline{I}_c = \text{constant}$, pentru curentul de excitație dorit, exprimat în unități relative ($\underline{I}_c = I_c / I_{c0}$). Pentru regimul nominal $\underline{I}_c = \underline{I}_{cN}$;

— se trasează caracteristica liniară (2), tangentă la porțiunea liniară a caracteristicii magnetice reale de funcționare în gol, pînă întâlnește verticala $\underline{I}_c = \text{constant}$, în punctul $\underline{E}'_0$;

— se aleg în mod arbitrar, cîteva puncte $\underline{E}_{1(1)}, \underline{E}_{1(2)}, \dots$ pe caracteristica reală de funcționare în gol determinîndu-se valorile corespunzătoare de pe caracteristica liniară, de funcționare în gol $\underline{E}'_{0(1)}, \underline{E}'_{0(2)}, \dots$. Se duc de asemenea și caracteristicile liniarizate (3) de funcționare în gol, rezultînd punctele $\underline{E}_{0s(1)}, \underline{E}_{0s(2)}, \dots$;

— se determină reactanțele utile și sincrone saturate, corespunzătoare fiecărui punct;

$$x_{as(1)} = x_a \frac{E_{1(1)}}{E'_{0(1)}} \text{ și } x_{ds(1)} = x_{as(1)} + x_p [\text{u.r.}]; \quad (13.161, d)$$

$$x_{as(2)} = x_a \frac{E_{1(2)}}{E'_{0(2)}} \text{ și } x_{ds(2)} = x_{as(2)} + x_p [\text{u.r.}] \text{ etc.};$$

— se calculează mărimile notate în relațiile (13.161), cu ajutorul căroră cu relația (13.161, a) rezultă impedanța de sarcină z . Cu relațiile (13.161, b și c) se determină apoi valorile curentului $\underline{I}_{1(i)}$ și tensiunii $\underline{U}_{1(i)}$ ($i = 1, 2, \dots$), corespunzătoare fiecărui punct $\underline{E}_{1(1)}, \underline{E}_{1(2)}, \dots$ ales pe caracteristica reală și pentru curentul de excitație $\underline{I}_c = \text{constant}$, stabil.

Rezultă astfel caracteristica externă, în unități relative $\underline{U}_1 = f(\underline{I}_1)$, reprezentată, pentru exemplul de calcul, în figura 14.12.

Punctele extreme ale caracteristicii externe sînt :

— punctul de funcționare în gol, pentru $\underline{I}_1 = 0$, căruia îi corespunde tensiunea $\underline{U}_{1(0)} = \underline{E}_{0s(0)}$ la intersecția dreptei $\underline{I}_c = \text{constant}$ cu caracteristica reală de funcționare în gol;

— punctul de funcționare în scurtcircuit permanent trifazat, pentru $\underline{U}_1 = 0$, căruia îi corespunde curentul de scurtcircuit trifazat, determinat cu relația (13.158, a) dar pentru curentul de excitație $\underline{I}_c$ considerat (pentru care se trasează caracteristica externă).

Se poate proceda la trasarea caracteristicii externe, pentru diferite valori atît ale curentului de excitație cît și ale factorului de putere.

● **Caracteristica de reglaj**, adică $I_r = f(I_1)$, pentru $U_1 = \text{constant}$; $\cos \varphi = \text{constant}$ și $\varphi > 0$; $I_1 = \text{constant}$.

Aceasta înseamnă a se determina curentul de excitație necesar I_r pentru diferiți curenți de sarcină I_1 , în condițiile menținerii tensiunii la borne U_1 , factorul de putere și turației (frecvenței) constante, care pot fi cele nominale sau altele.

Etaplele de lucru sînt următoarele (fig. 13.28, a, deoarece se folosesc aceleași caracteristici magnetice):

— se impune curentul de sarcină I_1 (valorile lui U_1 și $\cos \varphi$ fiind stabilite și menținute constante);

— se determină cu relațiile (13.160, b) — din prima ecuație — t.e.m. rezultantă E_1 , căreia îi corespunde un punct pe caracteristica reală de funcționare în gol (de exemplu, punctul $E_{1(1)}$); pentru acest punct, pe caracteristica liniară (nesaturată), rezultă $E_{0(1)}$;

— se calculează cu relațiile (13.161, d), valoarea saturată a reacției utile și sincrone;

— se determină cu relațiile (13.160, b) — din a doua ecuație — t.e.m. E_{0s} (de exemplu, $E_{0s(1)}$, corespunzătoare lui $E_{1(1)}$, presupus mai sus);

— cu relațiile (13.160, c) se determină mai întâi t.e.m. E_0'' , corespunzătoare caracteristicii magnetice liniare, adică fără saturație (pentru exemplificare, se consideră, ca mai sus, valorile punctului 1) și apoi curentul de excitație I_r , corespunzător curentului de sarcină I_1 impus, adică:

$$E_0'' = E_{0s(1)} \frac{E_{0(1)}}{E_{1(1)}} [\text{u.r.}]; \quad (13.161, e)$$

$$I_r = I_{r0} \frac{E_0''}{E_0} = \frac{E_0''}{E_0} [\text{u.r.}]$$

în care E_0 este valoarea t.e.m. de pe caracteristica liniară (tangentă în origine la caracteristica reală), pentru curentul de excitație de bază I_{r0} (în unități relative $I_{r0} = 1$), căreia pe caracteristica reală îi corespunde $U_{1N} = 1$. Pentru prima valoare impusă a curentului I_1 , adică $I_{1(1)}$ al punctului 1 considerat, curentul de excitație rezultat va fi $I_{r(1)}$.

Se procedează similar pentru mai multe valori impuse lui I_1 (deci mai multe puncte), rezultând astfel caracteristica de reglaj a generatorului $I_r = f(I_1)$ reprezentată, pentru exemplul de calcul, în figura 14.13.

Mărimile, în unități absolute se obțin prin înmulțirea valorilor în unități relative cu valorile mărimilor de bază: U_{1N} , I_{1N} și I_{r0} (pentru U_{1N}).

OBSERVAȚII.

1) Pentru mașinile cu $S_N > 50 \text{ kVA}$, în care $r_1 \ll x_{s1}$, se poate considera $r_1 \approx 0$, ceea ce simplifică relațiile de calcul.

2) Deoarece trasarea punct cu punct a caracteristicilor externă și de reglaj, necesită un volum mare de muncă, este indicat a se utiliza calculatoarele electronice.

b. Pentru generatoarele sincrone cu poli aparenti și varianta combinată, ecuația de tensiuni la funcționarea în sarcină este

$$E_0 = \underline{U}_1 + R_1 \underline{I}_1 + jX_{o1} \underline{I}_1 + jX_{aq} \underline{I}_q + jX_{ad} \underline{I}_d = \underline{U}_1 + R_1 \underline{I}_1 + jX_{o1} \underline{I}_1 + jX_{aq} \underline{I}_1 + j(X_{ad} - X_{aq}) \underline{I}_d \quad (13.161, f)$$

deoarece

$$\underline{I}_q = \underline{I}_1 - \underline{I}_d$$

și în care reactanțele utile X_{ad} și X_{aq} sînt nesaturate.

Se poate menționa că există și alte posibilități de a exprima curentul I_1 , dar se obțin aceleași rezultate.

Reprezentarea fazorială a acestei ecuații este indicată în figura 13.8, a.

Dacă se ia în considerare influența saturației magnetice, în special asupra reactanțelor utile X_{ad} și X_{aq} și dacă se are în vedere că (v. și relațiile 13.77 și 13.77, a)

$$X_{ad} - X_{aq} = X_d - X_q$$

atunci ecuația de tensiuni este

$$\underline{E}_{0s} = \underline{U}_1 + R_1 \underline{I}_1 + jX_{qs} \underline{I}_1 + j(X_{ds} - X_{qs}) \underline{I}_1 \quad (13.161, g)$$

în care, reactanțele sincrone saturate, după cele două axe sînt

$$\begin{aligned} X_{ds} &= X_{ads} + X_{o1}; \\ X_{qs} &= X_{aqs} + X_{o1} \end{aligned} \quad (13.161, h)$$

iar valorile saturate ale reactanțelor utile, după cele două axe X_{ads} și X_{aqs} se determină ca în par. 13.16.1 punctul 2, cu relațiile (13.182) și respectiv (13.182, a), adică (se consideră valorile în unități relative):

$$\begin{aligned} x_{ads} &= k_{sd} x_{ad} \quad [\text{u.r.}]; \\ x_{aqs} &= k_{sq} x_{aq} \quad [\text{u.r.}] \end{aligned} \quad (13.161, i)$$

Ca și în cazul a, al mașinilor cu poli înecați, se constată că fiecărui punct de pe caracteristica magnetică reală de funcționare în gol, îi corespunde o valoare saturată a reactanțelor utile, dictată de coeficienții k_{sd} și k_{sq} .

Dar, conform figurii 13.15, b, coeficienții k_{sd} și k_{sq} ai punctului considerat pe caracteristica magnetică reală, depind de raportul $\underline{U}_{mdj1}/\underline{U}_{m8}$ al punctului respectiv, adică de t.e.m. rezultantă E_1 a lui (v. fig. 13.16).

Rezultă deci, că în cazul generatoarelor cu poli aparenti și varianta combinată, este necesară și caracteristica magnetică parțială Φ (sau E) = $f(\underline{U}_{mdj1})$, cu ajutorul căreia și a caracteristicii liniare, se determină, pentru E_1 , raportul $\underline{U}_{mdj1}/\underline{U}_{m8}$ și deci, din fig. 13.15, b, coeficienții k_{sd} și k_{sq} .

Din diagrama fazorială, reprezentată în figura 13.8, a (cu mențiunea că pentru valorile saturate ale reactanțelor utile corespunde t.e.m. E_{0s} , similar ca în figura 13.28, b), pentru mărimile în unități relative, rezultă:

$$\begin{aligned} E_1^2 &= (\underline{U}_1 \sin \varphi + x_{o1} \underline{I}_1)^2 + (\underline{U}_1 \cos \varphi + r_1 \underline{I}_1)^2; \\ E_{0s} &= \frac{\underline{U}_1 \cos \varphi + r_1 \underline{I}_1}{\cos \psi} + (x_{ds} - x_{qs}) \underline{I}_1 \sin \psi; \end{aligned} \quad (13.161, j)$$

$$\lg \psi = \frac{\underline{U}_1 \sin \varphi + x_{o1} \underline{I}_1}{\underline{U}_1 \cos \varphi + r_1 \underline{I}_1}.$$

O rezolvare obișnuită a acestui sistem, în raport cu $\underline{U}_1$ și $\underline{I}_1$ este extrem de dificilă, ea neputînd fi efectuată decît cu calculatorul electronic care trebuie să caute perechile de valori numerice ale lui $\underline{U}_1$ și $\underline{I}_1$, ce satisfac aceste relații, pentru anumite valori ale parametrilor și mărimilor folosite.

De asemenea, determinarea lui E_{0s} , similar ca la poli înecați de pe caracteristica liniarizată, reprezintă o oarecare aproximație datorită modului diferit de influențare reciprocă dintre cîmpul transversal și cel longitudinal la generatoarele cu poli aparenti și varianta combinată.

De aceea, în practica de proiectare, în special pentru valori mici ale factorului de putere, metoda de trasare a caracteristicilor externă și de reglaj prezentată la generatorul cu poli înecați (cazul a de mai sus), se utilizează și la cel cu poli aparenti și varianta combinată, în locul reactanței utile x_a , luîndu-se însă reactanța utilă după axa longitudinală x_{ad} , caracteristicile obținute astfel fiind destul de apropiate de cele reale, chiar pentru valorile obișnuite ale factorului de putere ($\cos \varphi \leq 0.8$).

c. Caracteristica externă reglată, a generatoarelor sincrone. La anumite grupuri electrogene și în special la cele utilizate în tracțiunea Diesel electrică, unde generatorul sincron alimentează motoarele de curent continuu prin intermediul unor redresoare, acționarea grupului se face la putere constantă fără a se impune însă o tensiune constantă la bornele generatorului.

În acest caz, prezintă interes trasarea caracteristicilor externă și de reglaj pentru putere constantă, dar la tensiune și curent variabile.

Caracteristica externă, în condițiile menționate și la $\cos \varphi = \text{constant}$, este o hiperbolă dată de relația

$$P = m U_1 I_1 \cos \varphi = k U_1 I_1 = \text{constant.} \quad (13.161, k)$$

În asemenea situații, problema care se pune este aceea de a determina curentul de excitație necesar pentru fiecare tensiune, astfel încît să se obțină curentul de sarcină rezultat din relația (13.161, k) la puterea constantă dată.

O astfel de caracteristică, numită *caracteristică externă reglată*, se poate obține pe două căi:

— se trasează mai multe caracteristici externe $U_1 = f(I_1)$ pentru diverși curenți de excitație I_{e1}, I_{e2} etc. (fig. 13.29). Peste aceste caracteristici se suprapune hiperbola $k U_1 I_1 = \text{constant}$, dată de relația (13.161, k). Punctele A_1, A_2, A_3, A_4 etc., de intersecție ale acestei hiperbole cu caracteristicile externe pentru diverși curenți de excitație I_{e1} , reprezintă tocmai curenții de excitație necesari obținerii tensiunii și curentului de sarcină, ai punctului respectiv, la puterea constantă P , dată;

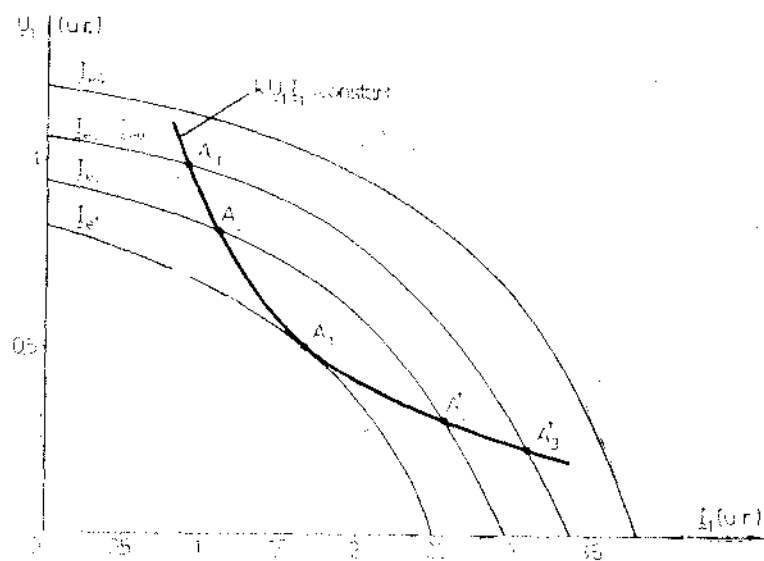


Fig. 13.29. Explicativă la determinarea „caracteristicii externe reglate”.

— se aplică procedeul expus mai sus la caracteristica de reglaj, determinînd curentul de excitație pentru fiecare punct corespunzător cite unei perechi de valori U_1 și I_1 rezultate din relația (13.161, k); punctele sînt precizate pentru alegerea diferitelor valori, de exemplu, pentru curentul de sarcină I_1 .

ATENȚIE! Pentru exprimarea mărimilor* în unități relative și în cazul cînd $P = \text{constant}$ (U_1 și I_1 fiind variabile), trebuie stabilite valorile de bază (considerate nominale) la care să se facă raportările. De regulă, acestea se consideră cele corespunzătoare funcționării generatorului la tensiune maximă și curent minim, impuse prin temă, adică:

$$U_{1N} = U_{1max}; I_{1N} = I_{1min};$$

I_{e0} este curentul de excitație, luat de pe caracteristica magnetică de funcționare în gol, pentru $U_{1N} = U_{1max}$.

13.15. CALCULUL CARACTERISTICILOR DE PORNIRE ÎN ASINCRON ALE MOTOARELOR SINCRONE

După cum se știe, motoarele sincrone prevăzute cu colivie de pornire au în axa longitudinală două înfășurări (cea de excitație și cea de pornire sau de amortizare longitudinală), iar în axa transversală numai o înfășurare (cea de pornire sau de amortizare transversală).

În timpul pornirii în asincron, înfășurarea de excitație este conectată pe o rezistență de descărcare de aproximativ 10 ori mai mare decît rezistența proprie (v. rel. 13.131 în care $k_{dr} = 10$), pentru ca valoarea cuplului monoaxial să fie mult diminuată, ceea ce face ca șaua caracteristicii de pornire să nu conducă la pericolul „agățării” motorului la o turație $n \approx 0.5n_s$, pericol care este cel mai mare cînd înfășurarea de excitație este scurtcircuitată (fig. 13.33, a).

Dacă s-ar lăsa înfășurarea de excitație deschisă, atunci ar exista pericolul străpungerii izolației din cauza t.c.m. mari indusă în aceasta. De asemenea, tot în scopul îmbunătățirii caracteristicilor de pornire, este indicat ca inelele de scurtcircuitare ale barelor de amortizare (pornire) să fie complete (segmentele de scurtcircuitare ale polilor se lipsesc între ele — fig. 13.30).

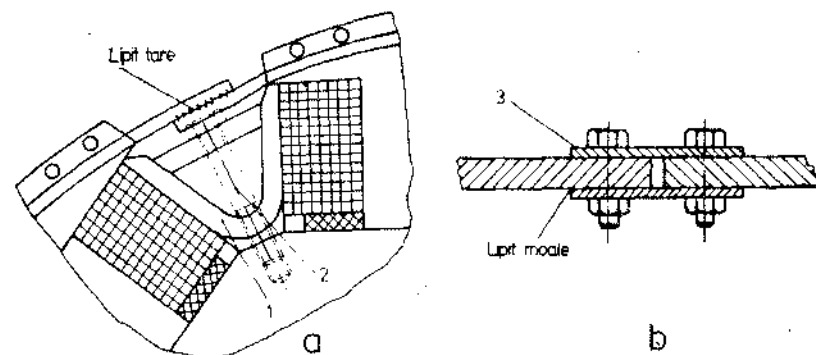


Fig. 13.30. Consolidarea bobinelor polare la mașinile sincrone cu poli aparenti și inserierea segmentelor de scurtcircuitare prin suprapunere și lipitură tare (a) sau cu plăci speciale prinse cu șuruburi și lipite (b):

- 1 — piesă de consolidare a bobinelor; 2 — șurub de fixare a piesei de consolidare; 3 — plăci speciale de inseriere, din cupru.

În caz contrar, al *inelenelor incomplete* (segmentele neunite între ele), valorile parametrilor după axa transversală sînt mult diferite (v. relațiile 13.140 și 13.143), conducînd la caracteristici de pornire necorespunzătoare (cu pericolul „agățării” la $0,5n_1$, pronunțat).

Funcționarea asincronă a mașinii sincrone reprezintă de fapt funcționarea unei mașini asincrone cu circuitul secundar dezechilibrat electromagnetic, problemă care este tratată în cadrul studiului regimurilor de funcționare ale mașinii asincrone [20]. Toate fenomenele rămîn aceleași și în cazul de față.

Utilizînd teoria dublei reacții a mașinii sincrone, au fost stabilite relații de calcul relativ simple pentru cupluri și curenți, valabile pentru diferite tipuri de mașini sincrone: cu poli aparenti, cu rotorul în variantă combinată și cu poli înecați [20], [22].

În cele ce urmează, pentru o mai ușoară înțelegere a fenomenelor fizice corespunzătoare regimului de pornire în asincron a motorului sincron, se vor expune, pe scurt, principalele etape de determinare a mărimilor care interesează.

Astfel, așa cum s-a menționat, pentru calculul curenților și cuplurilor se va folosi *teoria dublei reacții* (în sistemul de coordonate $d, q, 0$), în cadrul căreia ecuațiile de bază, ale mașinii echivalente, în mărimi instantanee, sînt (v. fig. 13.31):

$$\begin{aligned} u_d &= R_1 i_d + \frac{d\psi_d}{dt} + \psi_q \frac{d\gamma}{dt}; \\ u_q &= R_1 i_q + \frac{d\psi_q}{dt} - \psi_d \frac{d\gamma}{dt}; \\ u_0 &= R_1 i_0 + \frac{d\psi_0}{dt}; \\ u_e &= R_e i_e + \frac{d\psi_e}{dt}; \\ 0 &= R_d i_{Dd} + \frac{d\psi_{Dd}}{dt}; \\ 0 &= R_q i_{Dq} + \frac{d\psi_{Dq}}{dt} \end{aligned} \quad (13.162)$$

unde, indicele D se referă la înfășurarea de amortizare, iar $\frac{d\gamma}{dt} = \omega_r$ reprezintă valoarea vitezei unghiular.

În ecuațiile prezentate de relațiile (13.162) s-a utilizat convenția de asociere a sensurilor pentru receptor (motor).

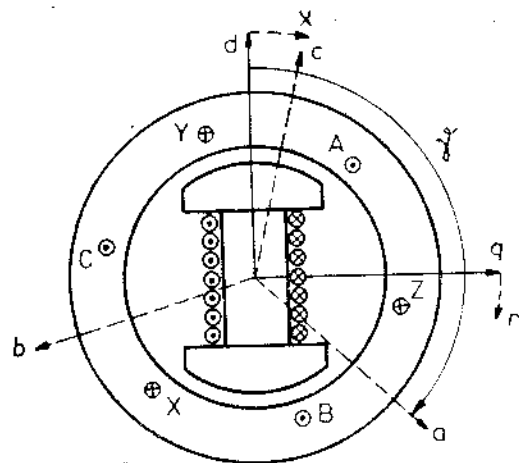


Fig. 13.31. Reprezentarea axelor a, b, c fixe ale statorului și $d, q, 0$ mobile ale rotorului, pentru o mașină sincronă trifazată.

Fluxurile magnetice totale, care intervin în ecuații, au o componentă utilă și una de scăpări. Fluxul magnetic util care înlanțuie cele trei înfășurări din axa longitudinală nu are în general aceeași valoare pentru fiecare înfășurare. În cazul de față se va admite că fluxul magnetic util comun înfășurărilor, este fluxul magnetic din întrefier. Atunci, avînd în vedere că toate înfășurările se presupun cu același număr de spire și același factor de înfășurare cu al statorului (raportate la înfășurarea statorului), urmează că inductanțele utile ale înfășurărilor reale și raportate, în axele d și q sînt egale, adică:

$$\begin{aligned} L_{ad} &= L_{eu} = L_{Ddu}; \\ L_{aq} &= L_{Dqu}. \end{aligned} \quad (13.162, a)$$

În această situație se poate scrie:

$$\begin{aligned} \psi_d &= L_{\sigma} i_d + L_{ad}(i_d + i_{Dd} + i_e); \\ \psi_q &= L_{\sigma} i_q + L_{aq}(i_q + i_{Dq}). \end{aligned} \quad (13.162, b)$$

În continuare, se va presupune că în perioada pornirii, nu se aplică tensiune la bornele înfășurării de excitație, iar aceasta este scurtcircuitată sau, cazul real, închisă pe o impedanță (de exemplu o rezistență de 10 ori rezistența proprie).

Se va presupune, de asemenea, că mașina este alimentată de la un sistem simetric de tensiuni:

$$\begin{aligned} u_a &= \sqrt{2}U \sin \omega t; \\ u_b &= \sqrt{2}U \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right); \\ u_c &= \sqrt{2}U \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (13.163)$$

iar, dacă poziția rotorului este definită prin unghiul

$$\gamma = -(1-s)\omega t + \gamma_0$$

atunci, viteza unghiulară medie are valoarea

$$\omega_r = \frac{d\gamma}{dt} = -(1-s)\omega.$$

Aplicînd relațiile de legătură dintre mărimile corespunzătoare sistemului de coordonate a, b, c și $d, q, 0$

$$\begin{aligned} u_d &= \frac{2}{3} \left[u_a \cos \gamma + u_b \cos \left(\gamma + \frac{2\pi}{3} \right) + u_c \cos \left(\gamma + \frac{4\pi}{3} \right) \right]; \\ u_q &= \frac{2}{3} \left[u_a \sin \gamma + u_b \sin \left(\gamma + \frac{2\pi}{3} \right) + u_c \sin \left(\gamma + \frac{4\pi}{3} \right) \right] \end{aligned} \quad (13.163, a)$$

se obține:

$$\begin{aligned} u_d &= \sqrt{2}U \sin(\omega t + \gamma) = \sqrt{2}U \sin(s\omega t + \gamma_0); \\ u_q &= -\sqrt{2}U \cos(\omega t + \gamma) = -\sqrt{2}U \cos(s\omega t + \gamma_0); \\ u_0 &= 0 \end{aligned} \quad (13.163, b)$$

sau

$$u_d = \text{Im}\{\sqrt{2}Ue^{j(s\omega t + \gamma_0)}\} = \text{Im } \dot{U}; \quad (13.163, c)$$

$$u_q = \text{Im}\{-j\sqrt{2}Ue^{j(s\omega t + \gamma_0)}\} = \text{Im}(-j\dot{U})$$

unde, $\dot{U}$ reprezintă valoarea în complex nesimplificat a tensiunii.

Deci, introducând mărimea $\underline{U}$, scrisă în complex simplificat, se obține:

$$\begin{aligned} u_d &= \text{Im}\{\underline{U}\sqrt{2}e^{js\omega t}\}; \\ u_q &= \text{Im}\{(-j\underline{U})\sqrt{2}e^{js\omega t}\}; \\ u_0 &= 0. \end{aligned} \quad (13.163, d)$$

Toate mărimile ψ_d , ψ_q și i_d , i_q sînt, în cazul de față, considerate mărimi sinusoidal variabile în timp.

Dacă în relațiile (13.162) operatorul de derivare se va înlocui cu $js\omega$ la mărimile de pulsația $s\omega$, și cu $j\omega$ la cele de pulsația ω , atunci aceste relații devin:

$$\begin{aligned} \underline{U} &= R_1 \underline{I}_d + js \frac{\omega}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_d - (1-s) \frac{\omega}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_q; \\ -j\underline{U} &= R_1 \underline{I}_q + js \frac{\omega}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_q + (1-s) \frac{\omega}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_d; \\ 0 &= R_1 \underline{I}_0 + j \frac{\omega}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_0; \\ 0 &= R_e \underline{I}_e + js \frac{\omega}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_e; \\ 0 &= R_d \underline{I}_{Dd} + js \frac{\omega}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_{Dd}; \\ 0 &= R_q \underline{I}_{Dq} + js \frac{\omega}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_{Dq}. \end{aligned} \quad (13.164)$$

Dar, în baza relațiilor (13.162, b), la pulsația ω se obține:

$$\begin{aligned} j \frac{\omega}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_d &= jX_{\sigma d} \underline{I}_d + jX_{ad}(\underline{I}_d + \underline{I}_{Dd} + \underline{I}_e); \\ j \frac{\omega}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_q &= jX_{\sigma q} \underline{I}_q + jX_{aq}(\underline{I}_q + \underline{I}_{Dq}). \end{aligned} \quad (13.164, a)$$

Dacă în relațiile (13.164) înmulțim ecuația a doua cu j și o adunăm, apoi o scădem din prima ecuație, se obține:

$$2\underline{U} = R_1(\underline{I}_d + j\underline{I}_q) + j \frac{\omega}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_d + j \frac{\omega}{\sqrt{2}} (j\underline{\psi}_q); \quad (13.164, b)$$

$$0 = R_1(\underline{I}_d - j\underline{I}_q) + j(2s-1) \frac{\omega}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_d - j(2s-1) \frac{\omega}{\sqrt{2}} (j\underline{\psi}_q).$$

Ecuațiile date de relațiile (13.164, b) și ultimele trei ecuații din relațiile (13.164) dau sistemul de ecuații:

$$\begin{aligned} \underline{U} &= R_1 \frac{1}{2} (\underline{I}_d + j\underline{I}_q) + j \frac{\omega}{\sqrt{2}} \frac{1}{2} \underline{\psi}_d + j \frac{\omega}{\sqrt{2}} \frac{1}{2} (j\underline{\psi}_q); \\ 0 &= R_1 \frac{1}{2} (\underline{I}_d - j\underline{I}_q) + j(2s-1) \frac{\omega}{\sqrt{2}} \frac{1}{2} \underline{\psi}_d - j(2s-1) \frac{\omega}{\sqrt{2}} \frac{1}{2} (j\underline{\psi}_q); \\ 0 &= \frac{R_e}{s} \underline{I}_e + j \frac{\omega}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_e; \\ 0 &= \frac{R_d}{s} \underline{I}_{Dd} + j \frac{\omega}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_{Dd}; \\ 0 &= \frac{R_q}{s} \underline{I}_{Dq} + j \frac{\omega}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_{Dq}. \end{aligned} \quad (13.165)$$

Pe baza ecuațiilor date de relațiile (13.164, a) și a ultimelor trei ecuații din relațiile (13.165) se întocmesc schemele echivalente reprezentate în figura 13.32, în care s-au introdus notațiile:

$$j \frac{\omega}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_d = \underline{Z}_d \underline{I}_d; \quad (13.165, a)$$

$$j \frac{\omega}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_q = \underline{Z}_q \underline{I}_q.$$

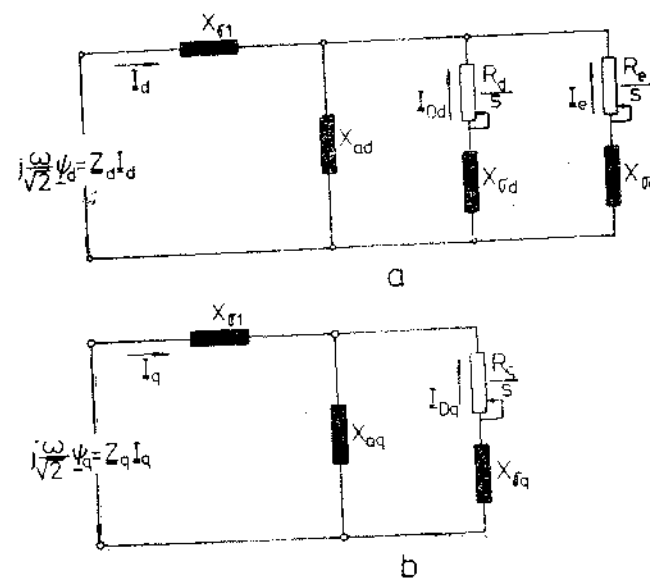


Fig. 13.32. Schemele echivalente după axa longitudinală (a) și transversală (b) ale mașinii sincrone, la funcționarea în asincron.

Pe baza acestor notații, dacă se folosesc în continuare și notațiile :

$$I_1 = \frac{1}{2}(I_a + jI_q); \quad (13.165, b)$$

$$I_3 = \frac{1}{2}(I_a - jI_q)$$

atunci, primele două ecuații din relațiile (13.165) devin :

$$\underline{U} = R_1 I_1 + \frac{1}{2} \underline{Z}_a I_a + \frac{1}{2} j \underline{Z}_q I_q; \quad (13.166)$$

$$0 = R_1 I_3 + \frac{1}{2} (2s - 1) \underline{Z}_a I_a - \frac{1}{2} j (2s - 1) \underline{Z}_q I_q.$$

După cum se observă, ca urmare a nesimetriei electromagnetice a rotorului, câmpul magnetic rotor (produs de rotor în întregime) se poate descompune în două componente :

- componenta directă, care se învîrtește față de rotor cu turația sn_1 ;
- componenta inversă, care se învîrtește față de rotor cu turația $-sn_1$.

Cele două cîmpuri magnetice învîrtoare rotorice au, față de stator, turațiile :

$$- \text{cea directă : } sn_1 + n = sn_1 + (1 - s)n_1 = n_1; \quad (13.167)$$

$$- \text{cea inversă : } -sn_1 + n = -sn_1 + (1 - s)n_1 = (1 - 2s)n_1$$

unde $n = (1 - s)n_1$, este turația rotorului față de stator.

Cîmpul magnetic rotor de succesiune directă induce deci în înfășurarea statorului t.e.m. de aceeași frecvență f_1 , ca a tensiunii de alimentare, t.e.m. care, împreună cu căderile de tensiune respective, echilibrează tensiunea rețelei de alimentare.

Cîmpul magnetic rotor de succesiune inversă induce în înfășurarea statorului t.e.m. de frecvență $f_s = |1 - 2s| f_1$, care se închide prin generatoare, rețea și ceilalți consumatori conectați la rețeaua de alimentare respectivă.

OBSERVAȚIE. În expresia frecvenței f_s s-a luat modulul mărimei $1 - 2s$, deoarece această mărime poate fi atât pozitivă, cât și negativă (în funcție de valorile lui s), însă f_s trebuie să aibă întotdeauna valori pozitive.

În mod corespunzător, curenții i_1 și i_3 (vezi rel. 13.165, b) reprezintă deci curenții de frecvențele f_1 și f_s din înfășurarea statorică.

Din relațiile (13.165, b) rezultă

$$\begin{aligned} \underline{I}_a &= \underline{I}_1 + \underline{I}_3; \\ \underline{I}_q &= j(-\underline{I}_1 + \underline{I}_3), \end{aligned} \quad (13.168)$$

care se introduce în relațiile (13.166) și se obțin :

$$\underline{U} = R_1 \underline{I}_1 + \frac{1}{2} (\underline{Z}_a + \underline{Z}_q) \underline{I}_1 + \frac{1}{2} (\underline{Z}_a - \underline{Z}_q) \underline{I}_3; \quad (13.169)$$

$$0 = \frac{R_1}{2s - 1} \underline{I}_3 + \frac{1}{2} (\underline{Z}_a - \underline{Z}_q) \underline{I}_1 + \frac{1}{2} (\underline{Z}_a + \underline{Z}_q) \underline{I}_3.$$

Dacă, în continuare se folosesc notațiile :

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{\sigma a} &= \frac{R_a}{s} + jX_{\sigma a}; \\ \underline{Z}_{\sigma q} &= \frac{R_q}{s} + jX_{\sigma q}; \\ \underline{Z}_{\sigma s} &= \frac{R_s}{s} + jX_{\sigma s} \end{aligned} \quad (13.170)$$

(care reprezintă impedanțele înfășurării de amortizare după cele două axe și a înfășurării de excitație, la funcționarea în asincron) atunci, pe baza schemelor din figura 13.32 se obțin :

— pentru componenta de succesiune directă

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{a1} &= \underline{Z}_{aa} + R_1 + jX_{\sigma 1}; \\ \underline{Z}_{q1} &= \underline{Z}_{aq} + R_1 + jX_{\sigma 1}; \end{aligned} \quad (13.170, a)$$

— pentru componenta de succesiune inversă :

$$\underline{Z}_{a3} = \underline{Z}_{aa} + \frac{R_1}{2s - 1} + jX_{\sigma 1}; \quad (13.170, b)$$

$$\underline{Z}_{q3} = \underline{Z}_{aq} + \frac{R_1}{2s - 1} + jX_{\sigma 1},$$

în care (fig. 13.32) :

$$\underline{Z}_{aa} = \frac{1}{\frac{1}{jX_{aa}} + \frac{1}{\underline{Z}_{\sigma a}} + \frac{1}{\underline{Z}_{\sigma s}}}; \quad (13.170, c)$$

$$\underline{Z}_{aq} = \frac{1}{\frac{1}{jX_{aq}} + \frac{1}{\underline{Z}_{\sigma q}}}.$$

Cu aceste notații, rezolvind sistemul de ecuații dat de relațiile (13.169) rezultă

$$\underline{I}_1 = \underline{U} \frac{\underline{Z}_{a3} + \underline{Z}_{q3}}{\underline{Z}_{a1}\underline{Z}_{q3} + \underline{Z}_{a3}\underline{Z}_{q1}}; \quad (13.171)$$

$$\underline{I}_3 = -\underline{U} \frac{\underline{Z}_{a1} - \underline{Z}_{q1}}{\underline{Z}_{a1}\underline{Z}_{q3} + \underline{Z}_{a3}\underline{Z}_{q1}},$$

pe baza cărora, cu relațiile (13.168), se obțin curenții longitudinal și transversal $\underline{I}_a$ și $\underline{I}_q$.

Cuplul electromagnetic, în teoria dublei reacții, în valori instantanee, rezultă cu relația

$$m = \frac{3p}{2} (\psi_{ad} i_q - \psi_{aq} i_d) \quad (13.172)$$

a cărui curbă se poate trasa punct cu punct, cu ajutorul calculatoarelor electronice.

Valoarea medie a cuplului electromagnetic însă, utilizând mărimile în complex simplificat, este dată de relația

$$M_{med} = \frac{3p}{2} \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_{ad} I_q^* - \frac{1}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_{aq} I_d^* \right\} \quad [\text{Nm}]. \quad (13.172, a)$$

Dacă se ține seama de relațiile (13.165, a), atunci

$$M_{med} = \frac{3p}{2\omega} \operatorname{Re} \{ -jZ_{ad} I_d I_q^* + jZ_{aq} I_q I_d^* \}. \quad (13.172, b)$$

Având în vedere relațiile (13.168), rezultă

$$\underline{I}_d^* = (\underline{I}_1 + \underline{I}_3)^* = \underline{I}_1^* + \underline{I}_3^*;$$

$$\underline{I}_q^* = [j(-\underline{I}_1 + \underline{I}_3)]^* = (-j)(-\underline{I}_1 + \underline{I}_3)^* = (-j)(-\underline{I}_1^* + \underline{I}_3^*)$$

care, introduse în relația (13.172, b) se obține

$$\begin{aligned} M_{med} &= \frac{3p}{2\omega} \operatorname{Re} \{ -jZ_{ad}(\underline{I}_1 + \underline{I}_3)(-j)(-\underline{I}_1^* + \underline{I}_3^*) + jZ_{aq}(-j\underline{I}_1 + j\underline{I}_3)(\underline{I}_1^* + \underline{I}_3^*) \} = \\ &= \frac{3p}{2\omega} \operatorname{Re} \{ -Z_{ad}(\underline{I}_1 + \underline{I}_3)(-\underline{I}_1^* + \underline{I}_3^*) + Z_{aq}(\underline{I}_1 - \underline{I}_3)(\underline{I}_1^* + \underline{I}_3^*) \} = \\ &= \frac{3p}{2\omega} \operatorname{Re} \{ -Z_{ad}(-\underline{I}_1^2 + \underline{I}_1 \underline{I}_3^* - \underline{I}_3 \underline{I}_1^* + \underline{I}_3^2) + Z_{aq}(\underline{I}_1^2 + \underline{I}_1 \underline{I}_3^* - \underline{I}_3 \underline{I}_1^* - \underline{I}_3^2) \} = \\ &= \frac{3p}{2\omega} \operatorname{Re} \{ Z_{ad}(\underline{I}_1^2 - \underline{I}_1 \underline{I}_3^* + \underline{I}_3 \underline{I}_1^* - \underline{I}_3^2) + Z_{aq}(\underline{I}_1^2 + \underline{I}_1 \underline{I}_3^* - \underline{I}_3 \underline{I}_1^* - \underline{I}_3^2) \}. \end{aligned} \quad (13.172, c)$$

Dacă se grupează termenii după curenți, expresia cuplului mediu capătă forma

$$\begin{aligned} M_{med} &= \frac{3p}{2\omega} \operatorname{Re} \{ (Z_{ad} + Z_{aq}) \underline{I}_1^2 + (Z_{ad} - Z_{aq}) \underline{I}_1 \underline{I}_3^* - (Z_{ad} - Z_{aq}) \underline{I}_3 \underline{I}_1^* - \\ &\quad - (Z_{ad} + Z_{aq}) \underline{I}_3^2 \}. \end{aligned} \quad (13.172, d)$$

Pentru expresiile curenților $\underline{I}_1$ și $\underline{I}_3$ date, de relațiile (13.171) conform cărora

$$\frac{\underline{I}_3}{\underline{I}_1} = -\frac{Z_{a1} - Z_{q1}}{Z_{a3} + Z_{q3}} = -\frac{Z_{ad} - Z_{aq}}{Z_{a3} + Z_{q3}}, \quad (13.173)$$

relația (13.172, d) devine

$$\begin{aligned} M_{med} &= \frac{3p}{2\omega} \operatorname{Re} \left\{ (Z_{ad} + Z_{aq}) \underline{I}_1^2 - (Z_{ad} - Z_{aq}) \frac{Z_{ad} - Z_{aq}}{Z_{a3} + Z_{q3}} \underline{I}_1^2 + \right. \\ &\quad + (Z_{ad} - Z_{aq}) \frac{Z_{a3} + Z_{q3}}{Z_{ad} + Z_{aq}} \underline{I}_3^2 - (Z_{ad} + Z_{aq}) \underline{I}_3^2 \} = \frac{3p}{2\omega} \operatorname{Re} \left\{ \left[Z_{ad} + Z_{aq} - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{(Z_{ad} - Z_{aq})^2}{Z_{a3} + Z_{q3}} \right] \underline{I}_1^2 + [(Z_{a3} + Z_{q3}) - (Z_{ad} + Z_{aq})] \underline{I}_3^2 \right\} = \frac{3p}{2\omega} \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{2} \left[(Z_{ad} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + Z_{aq}) - \frac{(Z_{ad} - Z_{aq})^2}{Z_{a3} + Z_{q3}} \right] \underline{I}_1^2 + \frac{1}{2} [(Z_{a3} + Z_{q3}) - (Z_{ad} + Z_{aq})] \underline{I}_3^2 \right\}. \end{aligned} \quad (13.174)$$

Dacă se notează

$$\underline{Z}_{2e} = \frac{1}{2} \left[(Z_{ad} + Z_{aq}) - \frac{(Z_{ad} - Z_{aq})^2}{Z_{a3} + Z_{q3}} \right] = R_{2e} + jX_{2e} \quad (13.175)$$

și se au în vedere relațiile (13.170, b), care mai întâi se adună, apoi se grupează termenii, atunci valoarea medie a cuplului electromagnetic se obține

$$M_{med} = \frac{3p}{\omega} \operatorname{Re} \left\{ \underline{Z}_{2e} \underline{I}_1^2 + \left(\frac{R_1}{2s-1} + jX_{o1} \right) \underline{I}_3^2 \right\},$$

adică

$$M_{med} = \frac{3p}{\omega} \left(R_{2e} \underline{I}_1^2 + \frac{R_1}{2s-1} \underline{I}_3^2 \right) \quad [\text{Nm}]. \quad (13.176)$$

Dacă în relația (13.176) se utilizează mărimile în unități relative (u.r.) iar cuplul se raportează la cuplul util de la arbore, atunci se obține expresia finală a cuplului electromagnetic mediu, la pornirea în asincron, în unități relative

$$\underline{M} = \underline{M}_{med} = \frac{1}{\eta_N \cos \varphi_N} \left(R_{2e} \underline{I}_1^2 + \frac{r_1}{2s-1} \underline{I}_3^2 \right) \quad [\text{u.r.}] \quad (13.177)$$

sau, în valori absolute

$$M = M_{med} = \underline{M}_{med} M_N \quad [\text{Nm}] \quad (13.177, a)$$

în care, cuplul nominal util la arbore este dat de relația (13.159, c).

Valoarea eficace a curentului rezultat din indus, este

$$\underline{I} = \sqrt{\underline{I}_1^2 + \underline{I}_3^2} \quad [\text{u.r.}] \quad (13.178)$$

* Pentru alunecarea $s = 1$, se obțin valorile caracteristice corespunzătoare pornirii, adică $\underline{M}_p$ și $\underline{I}_p$ care trebuie să se încadreze în limitele impuse prin temă.

Curentul din înfășurarea de excitație, conform schemei echivalente din figura 13.32, a, rezultă

$$\underline{I}_{ex} = \underline{I}_a \frac{Z_{ad}}{Z_{oe}} \quad (13.179)$$

sau, în modul

$$\underline{I}_{ex} = \sqrt{(\underline{I}_{1a} + \underline{I}_{3a})^2 + (\underline{I}_{1r} + \underline{I}_{3r})^2} \cdot \frac{|\underline{Z}_{ad}|}{|\underline{Z}_{oe}|} \quad [\text{u.r.}] \quad (13.180)$$

Valoarea, în A, a curentului din înfășurarea de excitație este dată de relația

$$\underline{I}_{ex} = \underline{I}_{er} \frac{k_{at} F_a}{2\sqrt{2} w_r} \quad [\text{A}]. \quad (13.180, a)$$

Valoarea acestui curent în domeniul alunecărilor $s = 1 \div 0,05$ este foarte importantă deoarece, în funcție de durata pornirii în asincron, se determină energia necesară dimensionării rezistenței de descărcare pe care este conectată înfășurarea de excitație în timpul pornirii.

Caracteristicile de pornire în asincron $M(s)$ și $I(s)$, se trasează cu ajutorul tabelului 13.5, în care, pentru alunecare s-au adoptat valorile cele mai semnificative: $s = 1$; $s = 0,55$; $s = 0,5$; $s = 0,45$; $s = 0,25$; $s = 0,1$; $s = 0,05$.

Caracteristicile de pornire în asincron ale motorului sincron

DATE	$s = 1$	$s = 0,55$	$s = 0,5$	$s = 0,45$	$s = 0,25$	$s = 0,1$	$s = 0,05$
$\underline{Z}_{\sigma d} = \frac{r_d}{s} + jx_{\sigma d}$ [u.r.]							
$\underline{z}_{\sigma q} = \frac{r_q}{s} + jx_{\sigma q}$ [u.r.]							
$\underline{z}_{\sigma e} = \frac{r_e}{s} + jx_{\sigma e}$ [u.r.]							
$\underline{z}_{\sigma d} = \frac{1}{\frac{1}{jx_{ad}} + \frac{1}{\underline{z}_{\sigma d}} + \frac{1}{\underline{z}_{\sigma e}}}$ [u.r.]							
$\underline{z}_{\sigma q} = \frac{1}{\frac{1}{jx_{aq}} + \frac{1}{\underline{z}_{\sigma q}}}$ [u.r.]							
$ \underline{z}_{ad} $ $ \underline{z}_{\sigma e} $							
$\underline{z}_{d1} = \underline{z}_{ad} + r_1 + jx_{\sigma 1}$ [u.r.]							
$\underline{z}_{q1} = \underline{z}_{aq} + r_1 + jx_{\sigma 1}$ [u.r.]							
$\underline{z}_{ds} = \underline{z}_{ad} + \frac{r_1}{2s-1} + jx_{\sigma 1}$ [u.r.]							
$\underline{z}_{qs} = \underline{z}_{aq} + \frac{r_1}{2s-1} + jx_{\sigma 1}$ [u.r.]							
$\underline{z}_{2e} = \frac{1}{2} \left[(\underline{z}_{ad} + \underline{z}_{aq}) - \frac{(\underline{z}_{ad} - \underline{z}_{aq})^2}{\underline{z}_{ds} + \underline{z}_{qs}} \right] = r_{2e} + jx_{2e}$ [u.r.]							
$\underline{I}_1 = U \frac{\underline{z}_{ds} + \underline{z}_{qs}}{\underline{z}_{d1}^2 + \underline{z}_{q1}^2 + \underline{z}_{ds}^2 + \underline{z}_{qs}^2} = \underline{I}_{1a} + j\underline{I}_{1r}$ [u.r.]							

Tabelul 13.5 (continuare)

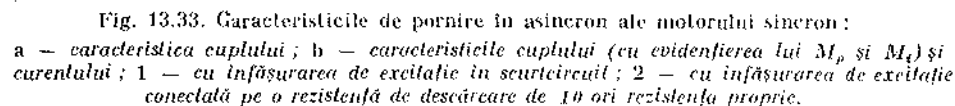
Date	$s = 1$	$s = 0,55$	$s = 0,5$	$s = 0,45$	$s = 0,25$	$s = 0,1$	$s = 0,05$
$\underline{I}_3 = U \frac{\underline{z}_{d1} - \underline{z}_{q1}}{\underline{z}_{d1}^2 + \underline{z}_{q1}^2} = \underline{I}_{3a} + j\underline{I}_{3r}$ [u.r.]							
$\underline{I}_1^2 = \underline{I}_{1a}^2 + \underline{I}_{1r}^2$							
$\underline{I}_3^2 = \underline{I}_{3a}^2 + \underline{I}_{3r}^2$							
$\underline{M} = \underline{M}_{\text{max}} = \frac{1}{\eta_A \cos \varphi_N} \left(r_{2r} \underline{I}_1^2 + \frac{r_1}{2s-1} \underline{I}_3^2 \right)$ [u.r.]							
$\underline{I} = \sqrt{\underline{I}_1^2 + \underline{I}_3^2}$ [u.r.]							
$\underline{I}_{ex} = \sqrt{(\underline{I}_{1a} + \underline{I}_{3a})^2 + (\underline{I}_{1r} + \underline{I}_{3r})^2} \cdot \frac{ \underline{z}_{ad} }{ \underline{z}_{\sigma e} }$ [u.r.]							
$\underline{I}_{ex} = \underline{I}_{ex} \frac{k_{ad} E_d}{2\sqrt{2} w_e}$ [A]							

Forma acestor caracteristici este indicată în figura 13.33, b. O importanță deosebită pentru o ușoară intrare în sincronism, o are cuplul corespunzător alunecării $s = 0,05$, numit și *cuplul de întarare* $\underline{M}_i$, care în cazul pornirii în sarcină, trebuie să aibă valoarea mai mare decât cuplul nominal.

OBSERVAȚIE. Forma curbei cuplului de pornire în asincron $\underline{M}(s)$, reprezentată în figura 13.33, a și b, cu șaua mai puțin sau mai puțin pronunțată în jurul alunecării $s = 0,5$ datorită cuplului monoaxial, este cea calculată teoretic.

Referitor la curbele rezultate experimental ale cuplului de pornire în asincron, se pot face următoarele mențiuni:

a) În cazul când barele coliviei de pornire sînt din alamă, deci cu o rezistență mare, pentru valori mici ale tensiunii de alimentare la pornire ($U \leq 0,64 U_N$, între curbele $\underline{M}(s)$ trasate teoretic și cele rezultate experimental există o apropiere satisfăcătoare.



Este evident că și la barele din cupru saturația magnetică are aceeași influență ca la barele din alama, adică M_p rezultat experimental este mai mare ca M_p calculat.

În practică, interesează cel mai mult cazul în care t.e.m. rezultantă în întrefier E_1 corespunde tensiunii nominale la borne U_{1N} .

13.16.2. INFLUENȚA SATURAȚIEI MAGNETICE ASUPRA REACTANȚILOR DE SCĂPĂRI

După cum se știe, reactanțele de scăpări corespund fluxului magnetic de scăpări în porțiunea respectivă a înfășurării mașinii.

Zona cu ponderea cea mai mare, în ceea ce privește fluxul magnetic de scăpări este cea corespunzătoare creștăturilor, deoarece o mare parte din circuitul magnetic al fluxului magnetic transversal de scăpări este constituit din fierul dinților și al istmului creștăturilor.

Rezultă deci că saturația magnetică a acestor porțiuni, este dictată în principal de solenafia creștăturilor, adică de curentul din înfășurări. Pentru funcționarea normală a mașinii, când valorile curentului nu depășesc cu mult curentul nominal, adică $I \leq (1.5 \div 2)I_N$, efectul saturației magnetice este neglijabil; pentru curenți mari însă, așa cum se întâmplă în cazul scurtcircuitului brusc, sau în cazul pornirii în asincron a motorului sincron prin cuplare directă la rețea (deci la tensiune nominală) când curentul de pornire $I_p \geq (3 \div 4)I_N$, efectul saturației magnetice asupra reactanțelor de scăpări nu mai poate fi neglijat.

Astfel, la valori mari ale curentului de pornire (din stator și din colivia de pornire a rotorului), cîmpul magnetic propriu de scăpări în creștături este foarte intens, contribuind la saturația istmurilor creștăturilor statorice și rotorice (la pornire), saturație care are ca efect micșorarea reactanțelor de scăpări în aceste creștături. Se saturează, de asemenea, și zona circuitului magnetic corespunzătoare cîmpului magnetic de scăpări diferențiale.

Este indicat deci, ca în cazul pornirii la U_N , valorile caracteristicilor de pornire corespunzătoare alunecării $s = 1$, să fie calculate cu parametrii (reactanța de scăpări a statorului și a coliviei de pornire) afectați de saturația magnetică, iar în cazul barelor coliviei de formă dreptunghiulară afectați și de refularea curentului din bare.

Influența saturației magnetice asupra acestor reactanțe se va considera identic ca în par. 10.8.5, la mașina asincronă.

Astfel, reactanța de scăpări a statorului, valoarea saturată, este (v. și rel. 10.123)

$$x_{\sigma 1s} = x_{\sigma 1} \frac{\Sigma \lambda_{1s}}{\Sigma \lambda_1} \quad [\text{u.r.}] \quad (13.183)$$

în care:

$\Sigma \lambda_1$ este permeanța geometrică specifică totală (nesaturată), dată de relația (10.80);

$\Sigma \lambda_{1s}$ — permeanța geometrică specifică totală (saturată), dată de relația (v. și rel. 10.123, a)

$$\Sigma \lambda_{1s} = \lambda_{c1s} + \lambda_{d1s} + \lambda_{z1} + \lambda_{f1} \quad (13.184)$$

unde:

λ_{c1s} este permeanța geometrică specifică saturată a creștăturii, care se calculează identic ca la mașina asincronă, în paragraful (10.8.5);

$$\lambda_{d1s} = \frac{\lambda_{d1}}{k_{sp}} \quad (13.185)$$

este valoare saturată a permeanței geometrice specifice a scăpărilor diferențiale unde:

λ_{d1} este permeanța geometrică specifică a scăpărilor diferențiale (valoare nesaturată) dată de relația (10.95, a);

k_{sp} — coeficientul de saturație magnetică parțială al dinților indușului (statorului)

$$k_{sp} = \frac{U_{m\delta} + U_{m\sigma 1}}{U_{m\delta}} \quad (13.186)$$

Valorile celorlalte permeanțe geometrice specifice λ_{z1} și λ_{f1} nu sînt afectate de saturația magnetică.

Reactanțele de scăpări ale înfășurării de amortizare după cele două axe, valori saturate, rezultă din relația (13.141) și respectiv (13.142), însă în ambele relații se vor lua reactanțele utile, saturate $x_{ad s}$ și $x_{aq s}$, date de relațiile (13.182) și (13.182, a), iar în locul lui λ_{ca} și λ_{da} se vor lua valorile saturate ale permeanțelor geometrice specifice λ_{cas} și λ_{das} .

Pentru λ_{cas} se vor folosi relațiile (v. și rel. 13.141, a și 13.141, b):

— pentru creștătura rotundă (fig. 13.5, d)

$$\lambda_{cas} = \left(0,785 - \frac{b_0}{2d_a} \right) + \frac{h_0}{b_0'}; \quad (13.187)$$

— pentru creștătura dreptunghiulară (fig. 13.5, b și 10.54, b)

$$\lambda_{cas} = \frac{h}{3b_c} + \frac{h_0}{b_0'} \quad (13.187, a)$$

unde valoarea majorată a lățimii istmului creștăturii înfășurării de amortizare b_0' este dată de relația (10.121).

Dacă pentru λ_{das} se utilizează relația (10.99), atunci λ_{das} se obține din aceeași relație înlocuind pe b_0 cu b_0'' .

Pe baza relației (13.141, c) însă se poate lua

$$\lambda_{das} \approx 0. \quad (13.187, b)$$

Rezultă astfel că valorile saturate ale reactanțelor de scăpări ale coliviei de amortizare se determină cu relațiile:

— după axa longitudinală (v. și rel. 13.141)

$$x_{\sigma d s} = \frac{\pi \mu_0 F_a}{\Phi_{1s}} [l_{Fe2}(\lambda_{cas} + \lambda_{das}) + \lambda_{fa} \tau C_d] \frac{1}{4C_D} + \sigma_{ad} x_{ad s} \quad [\text{u.r.}]; \quad (13.188)$$

— după axa transversală (v. și rel. 13.142)

$$x_{\sigma q s} = \frac{\pi \mu_0 F_a}{\Phi_{1s}} [l_{Fe2}(\lambda_{cas} + \lambda_{das}) + \lambda_{fa} \tau C_q] \frac{1}{4C_Q} + \sigma_{aq} x_{aq s} \quad [\text{u.r.}]. \quad (13.189)$$

În concluzie, se reamintește că valorile parametrilor afectați de saturația magnetică, trebuie considerate atît la determinarea caracteristicilor de funcționare nominală (numai pentru reactanțele utile), cît și la scurtcircuit brusc și la determinarea caracteristicilor de pornire în asincron prin cuplarea directă la rețea, adică la tensiunea nominală și la alunecarea $s = 1$ (atît pentru reactanțele utile, cît și pentru cele de scăpări).

Capitolul 14. EXEMPLU DE CALCUL ELECTROMAGNETIC AL MAȘINII SINCRONE

Exemplul de calcul are drept scop parcurgerea întregii metodologii de proiectare a mașinii sincrone, în regim de generator și motor, pe un exemplu concret.

Calculul se va efectua în paralel pe aceeași mașină, lucrând în cele două regimuri, astfel încât să se obțină din gabaritul respectiv aceeași putere interioară și aproximativ aceleași dimensiuni ale rotorului. Din această cauză se vor alege, pentru cele două regimuri, astfel de date nominale încât să se coreleze între ele, la anumite dimensiuni stabilite, solicitările electromagnetice atât ca generator cât și ca motor.

Pentru o edificare mai completă a celor ce proiectează pentru prima dată o astfel de mașină, se va avea în vedere, mai întâi, mașina sincronă cu poli aparenti, apoi, în aproximativ același stator, se vor exemplifica și celelalte variante constructive de rotoare (varianta combinată și cu poli înecați).

Ca urmare, exemplul de calcul se va efectua în 3 cazuri:

— **cazul 1**, cuprinde calculul electromagnetic al unei mașini sincrone cu poli aparenti, ca generator și motor, în paralel (datele care diferă sînt despărțite printr-o linie verticală);

— **cazul 2**, cuprinde calculul electromagnetic al unei mașini sincrone cu rotorul în variantă combinată, care va avea aceeași lățime a piesei polare și aproximativ același stator ca în cazul 1 (recalculat însă în funcție de solicitările electromagnetice indicate pentru această variantă);

— **cazul 3**, cuprinde calculul electromagnetic al unei mașini sincrone cu poli înecați, cu aproximativ același stator ca în cazul 1 (recalculat, ca și în cazul 2, în funcție de solicitările electromagnetice indicate).

● **CAZUL 1.** Să se proiecteze un:

GENERATOR SINCRON TRIFAZAT | MOTOR SINCRON TRIFAZAT

avînd următoarele date:

$S_N = 440 \text{ kVA}$;
 $U_N = 6300 \text{ V}$;
 $n_1 = 1000 \text{ rot./min}$;
 $f_1 = 50 \text{ Hz}$;
 $m = 3$;
 $\cos \varphi_N = 0,8 \text{ (inductiv)}$;

$P_N = 400 \text{ kW}$;
 $U_N = 6000 \text{ V}$;
 $n_1 = 1000 \text{ rot./min}$;
 $f_1 = 50 \text{ Hz}$;
 $m = 3$;
 $\cos \varphi_N = 0,9 \text{ (capacitiv)}$;
— pornire în asincron cu:

$$\frac{M_p}{M_N} \geq 1,2;$$

$$\frac{I_p}{I_N} \leq 6;$$

Tipul constructiv: IM B 3 STAS 3998/1-74;

Tipul de protecție: IP 23 STAS 625-85;

Construcția rotorului: cu poli aparenti;

Serviciul: S_1 (continuu) STAS 1893/1-87.

Întrucît pentru fazele statorului nu se impune nici o condiție se alege conexiunea stea (Y).

OBSERVAȚIE. În expunerea exemplului se va folosi linia despărțitoare în dreptul mărimilor care diferă de la generator la motor; acolo unde lipsește linia despărțitoare, elementele sînt comune.

14.1. CALCULUL PRINCIPALELOR MĂRIMI

1. Curentul nominal pe fază, pentru conexiunea Y este

$$\text{conform relației (13.1)} \\ I_{NG} = \frac{S_N}{\sqrt{3}U_N} = \frac{440 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 6300} = 40,32 \text{ A.}$$

$$\text{conform relației (13.3)} \\ I_{NM} = \frac{P_N}{\sqrt{3}U_N \eta_N \cos \varphi_N} = \\ = \frac{400 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 6000 \cdot 0,938 \cdot 0,9} = 45,6 \text{ A} \quad (14.1)$$

în care: $\eta_N = 0,938$ din figura 10.1.

2. T.e.m. nominală de fază conform relației (13.5)

$$E_{1N} = k_{EG} U_{1G} = 1,08 \cdot 3637 = 3928 \text{ V} \quad \left| \quad E_{1N} = k_{EM} U_{1M} = 1,055 \cdot 3464 = 3654 \text{ V} \quad (14.2)\right.$$

în care:

tensiunea nominală de fază pentru conexiunea Y este

$$U_{1NG} = \frac{U_N}{\sqrt{3}} = \frac{6300}{\sqrt{3}} = 3637 \text{ V}; \quad \left| \quad U_{1NM} = \frac{U_N}{\sqrt{3}} = \frac{6000}{\sqrt{3}} = 3464 \text{ V};\right. \\ k_{EG} = 1,08. \quad \left| \quad k_{EM} = 1,055.\right.$$

3. Puterea aparentă interioară nominală, conform relației (13.7)

$$S_{iN} = k_{EG} S_N = 1,08 \cdot 440 = 475 \text{ kVA.} \quad \left| \quad S_{iN} = k_{EM} S_N = 1,055 \cdot 474 = 500 \text{ kVA} \quad (14.3)\right.$$

unde, conform relației (13.7, a)

$$S_N = \frac{P_N}{\eta_N \cos \varphi_N} = \frac{400}{0,938 \cdot 0,9} = 474 \text{ kVA.}$$

OBSERVAȚIE. Deoarece puterile aparente interioare pentru mașina sincronă ca generator și ca motor sînt apropiate, lucru care fusese anticipat din datele nominale, dimensiunile principale ale mașinii se vor stabili pentru valoarea cea mai mare a puterii interioare, urmînd ca valoarea exactă a solicitărilor electromagnetice să se determine pentru fiecare regim în parte.

Ca urmare, stabilirea dimensiunilor principale se va face cu puterea interioară $S_{iN} = 500 \text{ kVA}$.

4. Numărul de perechi de poli, conform relației (13.8)

$$p = \frac{60f_1}{n_1} = \frac{60 \cdot 50}{1000} = 3.$$

5. Factorul de înfășurare k_w , de formă a t.e.m. k_B și factorul de acoperire ideală a pasului polar α_i .

— Factorul de înfășurare se alege conform relației (13.9)

$$k_w = 0,92 \quad (14.4)$$

— Factorul de formă k_B și factorul de acoperire ideală a pasului polar α_i , conform figurii 13.2 rezultă :

$$\begin{aligned} k_B &= 1,14; \\ \alpha_i &= 0,61 \end{aligned} \quad (14.5)$$

pentru următoarele valori alese conform par. 13.1.5 B :

$$\begin{aligned} \alpha_p &= 0,7; \\ \delta_M/\delta &= 2; \\ \delta/\tau &= 0,02. \end{aligned} \quad (14.5, a)$$

14.2. CALCULUL DIMENSIUNILOR PRINCIPALE

1. Diametrul interior al statorului (orientativ), conform relației (10.21)

$$D = \sqrt[3]{\frac{2p60 S_t}{\pi \lambda n_1 C}} = \sqrt[3]{\frac{6 \cdot 60 \cdot 500 \cdot 10^3}{\pi \cdot 2 \cdot 1000 \cdot 255}} = 4,82 \text{ dm} = 48,2 \text{ cm} \quad (14.6)$$

în care :

$C = 255 \text{ J/dm}^3$ din figura 10.8 ;

$\lambda = 0,75 \div 2,1$ din figura 13.3.

Pentru a obține dimensiuni mai mici, se estimează

$$\lambda = 2.$$

După o altă metodă și anume conform curbelor din figura 10.10, b, pentru $S_{IN} = 500 \text{ kVA}$ și $p = 3$, rezultă

$$D = 55 \text{ cm.} \quad (14.6, a)$$

2. Diametrul exterior al statorului, conform relației (10.22, a), pentru prima valoare a lui D (calculată), rezultă

$$D_e = k_D D = 1,45 \cdot 48,2 = 69,9 \text{ cm,}$$

iar pentru diametrul D din curbe, rezultă

$$D_e = k_D D = 1,45 \cdot 55 = 79,75 \text{ cm.}$$

în care, conform tabelului 10.1, s-a luat $k_D = 1,45$.

Din tabelul 10.2 se observă că valoarea normalizată a diametrului exterior cea mai apropiată este

$$D_e = 740 \text{ mm} = 74 \text{ cm,} \quad (14.7)$$

pentru care rezultă diametrul interior D , recalculat

$$D = \frac{D_e}{k_D} = \frac{74}{1,45} = 52 \text{ cm.} \quad (14.7, a)$$

3. Pasul polar

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi \cdot 52}{6} = 27,2 \text{ cm.} \quad (14.8)$$

4. Sollicitările electromagnetice A și B_δ , așa cum rezultă din figura 13.4, au valorile :

$$\begin{aligned} A &= 380 \text{ A/cm;} \\ B_\delta &= 0,8 \text{ T.} \end{aligned} \quad (14.9)$$

Întrucît se vor lua măsuri ca mașina să fie bine ventilată, se adoptă o valoare a păturii de curent majorată cu 7%. Se obține astfel

$$\begin{aligned} A &= 407 \text{ A/cm} = 407 \cdot 10^3 \text{ A/m;} \\ B_\delta &= 0,8 \text{ T.} \end{aligned} \quad (14.9, a)$$

5. Lungimea ideală, conform relației (13.12)

$$\begin{aligned} l_i &= \frac{60 S_{IN}}{k_{CA} \pi^2 D^2 n_1 A B_\delta} = \frac{60 \cdot 500 \cdot 10^3}{0,62 \cdot \pi^2 \cdot 0,52^2 \cdot 1000 \cdot 407 \cdot 10^3 \cdot 0,8} = \\ &= 0,557 \text{ m} = 55,7 \text{ cm} \end{aligned} \quad (14.10)$$

unde :

$$k_{CA} = \frac{\pi k_w}{2\sqrt{2}} \alpha_i = \frac{\pi \cdot 0,92}{2\sqrt{2}} \cdot 0,61 = 0,62.$$

6. Verificarea factorului λ

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau} = \frac{55,7}{27,2} = 2,04, \quad (14.11)$$

adică foarte aproape de valoarea estimată în calculul diametrului D .

7. Geometria miezului. Pentru valorile lui l_i și D stabilite, rezultă o construcție divizată a miezului feromagnetic.

Se impun orientativ $n_v = 9$ canale de ventilație radială cu lățimea $b_v = 1 \text{ cm}$.

Deoarece mașina este cu poli aparenți, se ia

$$b'_v = 0,5 b_v = 0,5 \text{ cm.} \quad (14.12)$$

Conform relației (10.24) rezultă lungimea geometrică

$$l_g = l_i + n_v b'_v = 55,7 + 9 \cdot 0,5 = 60,2 \text{ cm.}$$

Lungimea unui pachet de tole, considerînd că toate pachetele sînt uniforme, conform relației (10.25)

$$l_1 = \frac{l_g - n_v b_v}{n_v + 1} = \frac{60,2 - 9 \cdot 1}{9 + 1} = \frac{51,2}{10} = 5,12 \text{ cm.}$$

Întrucît l_1 se încadrează în limitele admise ($4 \div 6 \text{ cm}$), rezultă că miezul feromagnetic va avea $n_v = 9$ canale de ventilație cu lățimea $b_v = 1 \text{ cm}$, și $n_v + 1 = 10$ pachete de tole cu lungimea rotunjită $l_1 = 5 \text{ cm}$.

Recalculând, rezultă următoarele dimensiuni ale miezului feromagnetic:

— lungimea fierului miezului feromagnetic (a tuturor pachetelor), conform relației (10.24, a)

$$l_{Fe} = (n_c + 1)l_1 = 10 \cdot 5 = 50 \text{ cm}; \quad (14.13)$$

— lungimea geometrică, conform relațiilor (10.25, a)

$$l_g = l_{Fe} + n_c b_v = 50 + 9 \cdot 1 = 59 \text{ cm}; \quad (14.13, a)$$

— lungimea ideală

$$l_i = l_g - n_c b'_v = 59 - 9 \cdot 0,5 = 54,5 \text{ cm} \quad (14.13, b)$$

care este apropiată de valoarea rezultată cu relația (14.10).

14.3. ÎNFĂȘURAREA ȘI CRESTATURILE STATORULUI

1. Tipul și izolația înfășurării

Fiind mașini de înaltă tensiune, înfășurarea statorului va fi cu bobine prefabricate — secții rigide, de forma indicată în figura 10.45.

Pentru astfel de înfășurare creștăturile sînt deschise (v. fig. 10.46 și tabelul 10.3). Forma creștăturii, modul de dispunere al conductoarelor și de izolare a bobinei în creștătură sînt indicate în figura 10.16, b.

Astfel, în conformitate cu anexa 10 (fig. 10-II a și tabelul 10-I) pentru clasa de izolație F, schema de izolație a înfășurării este următoarea:

— pe partea activă (în creștătură); teacă izolantă cu grosimea de 1,8 mm unilaterală;

— pe partea frontală: bandă izolantă clasă F de $0,15 \times 20$ mm, în 6 straturi 1/2 suprapuse, peste care se prevede un strat cap la cap, bandă de contracție pentru consolidare;

— izolația între straturi: sticlotextolit sau liatex cu grosimea de 2 mm.

2. Numărul de creștături ale statorului

$$Z_1 = 2mpq = 2 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 4 = 72 \quad (14.14)$$

în care s-a ales conform paragrafului 13.4.1

$$q = 4.$$

Considerînd numărul de căi de curent în paralel $a = 1$, se verifică condițiile de simetrie (v. relațiile 10.32, a, 10.33 și 10.35, avînd grijă să fie satisfăcută și relația 10.34):

$$\begin{aligned} \frac{Z_1}{ma} &= \frac{72}{3 \cdot 1} = 24 = \text{număr întreg}; \\ \frac{2p}{a} &= \frac{2 \cdot 3}{1} = 6 = \text{număr întreg}; \\ \frac{Z_1}{ml} &= \frac{72}{3 \cdot 3} = 8 = \text{număr întreg} \end{aligned} \quad (14.15)$$

unde l este cel mai mare divizor comun $(Z_1; p) = \text{c.m.m.d.c.}(72; 3) = 3$.

3. Pasul dentar al statorului

$$l_1 = \frac{\pi D}{Z_1} = \frac{\pi \cdot 52}{72} = 2,26 \text{ cm} \quad (14.16)$$

se încadrează în limitele (orientative) indicate de relațiile (13.14, a);

4. Pasul înfășurării, în conformitate cu relația (10.27) rezultă

$$y_1 \approx \frac{5}{6} y_\tau = \frac{5}{6} m q = \frac{5}{6} \cdot 3 \cdot 4 = 10 = \text{număr întreg par}, \quad (14.17)$$

adică $y_1 = 1 - 11$, ceea ce înseamnă că înfășurarea se poate face fie cu bobine egale ($n_c = \text{număr par}$), fie cu bobine neegale ($n_c = \text{număr impar}$) însă grupate două câte două (v. fig. 10.18, c), deoarece $y_1/2 = 5 = \text{număr întreg impar}$.

5. Factorul de înfășurare al statorului, valoarea exactă rezultă, din anexa 1, tabelul 1-1

$$k_{w1} = 0,926; \beta_y = y_1/y_\tau = 5/6 = 0,833. \quad (14.17, a)$$

6. Numărul de spire pe fază, conform relației (10.31)

$$\begin{aligned} w_1 &= \frac{k_E U_{1N}}{4k_B f_1 k_{w1} \Phi} = \frac{1,055 \cdot 3 \cdot 464}{4 \cdot 1,14 \cdot 50 \cdot 0,926 \cdot 7,2 \cdot 10^{-4}} = \\ &= \frac{1,08 \cdot 3 \cdot 637}{4 \cdot 1,14 \cdot 50 \cdot 0,926 \cdot 7,2 \cdot 10^{-4}} = 258 \text{ spire} \end{aligned} \quad \left| \quad \begin{aligned} w_1 &= \frac{1,055 \cdot 3 \cdot 464}{4 \cdot 1,14 \cdot 50 \cdot 0,926 \cdot 7,2 \cdot 10^{-4}} = \\ &= 240 \text{ spire} \end{aligned} \right. \quad (14.18)$$

în care conform relației (10.12)

$$\Phi = \alpha_r \tau l_i B_g = 0,61 \cdot 0,272 \cdot 0,545 \cdot 0,8 = 7,2 \cdot 10^{-4} \text{ Wb}.$$

7. Numărul de conductoare efective dintr-o creștătură, considerînd o singură cale de curent ($a = 1$), conform relației (10.31, a)

$$n_{c1} = \frac{2m_1 a w_1}{Z_1} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 1 \cdot 258}{72} = 21,5. \quad \left| \quad n_{c1} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 1 \cdot 240}{72} = 20. \quad (14.19)\right.$$

Se iau $n_{c1} = 22$ conductoare/creștătură.

Se iau $n_{c1} = 20$ conductoare/creștătură.

8. Verificări necesare

a) Numărul real de spire pe fază, conform relației (13.17)

$$w_1 = \frac{Z_1 n_{c1}}{2ma} = \frac{72 \cdot 22}{2 \cdot 3 \cdot 1} = 264 \text{ spire}. \quad \left| \quad w_1 = \frac{72 \cdot 20}{2 \cdot 3 \cdot 1} = 240 \text{ spire}. \quad (14.20)\right.$$

Cum se observă, w_1 fiind numere întregi, este satisfăcută și condiția de simetrie impusă de relația (10.34).

b) Verificarea încadrării în limite a păturii de curent, conform relației (13.18)

$$A = \frac{n_{c1} I_N}{a l_1} = \frac{22 \cdot 40,32}{1 \cdot 2,26} = 392,4 \text{ A/cm} \quad \left| \quad A = \frac{20 \cdot 45,6}{1 \cdot 2,26} = 403,5 \text{ A/cm} \quad (14.21)\right.$$

foarte aproape de valoarea aleasă inițial.

c) Fluxul magnetic maxim util la sarcină nominală (Φ_N pentru E_{1N}) pe pol, conform relației (13.20)

$$\Phi = \frac{k_F U_{1N}}{4k_F f_1 w_1 k_{w1}} = \frac{1,08 \cdot 3\,637}{4 \cdot 1,14 \cdot 50 \cdot 264 \cdot 0,926} = 7,04 \cdot 10^{-2} \text{ Wb} = \Phi_N$$

$$\Phi = \frac{1,055 \cdot 3\,464}{4 \cdot 1,14 \cdot 50 \cdot 240 \cdot 0,926} = 7,2 \cdot 10^{-2} \text{ Wb} = \Phi_N \quad (14.22)$$

Fluxul magnetic nominal la funcționarea în gol (pentru U_{1N}) conform relației (13.20, a)

$$\Phi_{0N} = \frac{\Phi_N}{k_F} = \frac{7,04 \cdot 10^{-2}}{1,08} = 6,51 \cdot 10^{-2} \text{ Wb} \quad (14.22, a)$$

$$\Phi_{0N} = \frac{7,2 \cdot 10^{-2}}{1,055} = 6,82 \cdot 10^{-2} \text{ Wb} \quad (14.22, b)$$

Fluxul magnetic al unei fundamentale pentru tensiunea nominală, conform relației (13.23)

$$\Phi_{1N} = \frac{U_{1N}}{\pi \sqrt{2} f_1 w_1 k_{w1}} = \frac{3\,637}{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot 50 \cdot 264 \cdot 0,926} = 6,7 \cdot 10^{-2} \text{ Wb}$$

$$\Phi_{1N} = \frac{3\,464}{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot 50 \cdot 240 \cdot 0,926} = 7 \cdot 10^{-2} \text{ Wb} \quad (14.22, b)$$

d) Valoarea maximă a inducției magnetice în întrefier, conform relației (13.19)

$$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau l_i} = \frac{7,04 \cdot 10^{-2}}{0,61 \cdot 0,272 \cdot 0,545} = 0,78 \text{ T} \quad (14.23)$$

$$B_\delta = \frac{7,2 \cdot 10^{-2}}{0,61 \cdot 0,272 \cdot 0,545} = 0,796 \text{ T}$$

față de 0,8 T aleasă inițial din curbe, ceea ce înseamnă că dimensionările, până în această etapă, sînt bine făcute (D , l_i , w , n_c).

9. Secțiunea conductorului

$$s_{Cu1} = \frac{I_N}{\alpha_1 J_1} = \frac{40,32}{1 \cdot 6,25} = 6,45 \text{ mm}^2$$

$$s_{Cu1} = \frac{45,6}{1 \cdot 6,25} = 7,296 \text{ mm}^2 \quad (14.24)$$

în care densitatea de curent $J_1 = 6,25 \text{ A/mm}^2$, conform indicațiilor de la par. 13.3.1 B.

Pentru înfășurarea de înaltă tensiune se alege conductor profilat, izolat cu email tereftalic și două straturi de fire de sticlă (PE2S) (v. tabelul 10.3).

10. Dimensiunile conductorului se stabilesc în funcție de dimensiunile creștăturii și de modul de așezare al conductoarelor în creștătură; această așezare, precum și izolațiile folosite în conformitate cu anexa 10, tabelul 10-I, sînt prezentate în figura 14.1.

Materialul, grosimea și numărul de straturi sînt indicate în tabelul 14.1 cu ajutorul căruia se calculează b_{iz} și h_{iz} .

OBSERVAȚIE. După bobinare, înfășurarea se va impregna cu lac clasă de izolație F.

Lățimea (orientativă) a creștăturii, avînd în vedere relația (10.43) rezultă în limitele

$$b_c = \beta l_i = (0,35 \div 0,5) \cdot 22,6 = 7,9 \div 11,3 \text{ mm},$$

unde β se ia conform relației (10.40).

— Lățimea (orientativă) a conductorului, conform relației (10.43, a)

$$b_{cu} = \frac{b_c - b_i}{\text{nr. conductoarelor pe lățimea creștăturii}} = \frac{(7,9 \div 11,3) - 4,3}{1} = (3,6 \div 7,0) \text{ mm},$$

unde grosimile totale ale izolațiilor, jocului, istmului și penei pe lățime b_{iz} și pe înălțime (generator și motor) h_{iz} se iau din tabelul 14.1.

Tabelul 14.1

Pozițiile, denumirea și dimensiunile materialelor utilizate în creștătura statorului mașinilor sincrone

Poz. din fig. 14.1	Denumirea, grosimea și nr. de straturi utilizate	Grosimea rezultantă		
		Pe lățime (mm)	Pe înălțime (mm)	
			Gen.	Mot.
1	Izolația conductorului (E2S) cu grosimea bilaterală din anexa 9	$1 \times 0,45 = 0,45$	$22 \times 0,45 = 9,90$	$20 \times 0,45 = 9,00$
2	Izolația bobinei pe partea activă (teacă izolantă din samicafoliu sau din bandă izolantă specială)	$2 \times 1,8 = 3,60$	$4 \times 1,8 = 7,20$	$4 \times 1,8 = 7,20$
3	Izolație bază creștătură (gros. 0,5 mm)	—	$1 \times 0,5 = 0,50$	$1 \times 0,5 = 0,50$
4	Izolație între straturi (sticlă-textolit grosime 1 mm = 2 bucăți)	—	$2 \times 1 = 2,00$	$2 \times 1 = 2,00$
5	Izolație sub pană (sticlă-textolit gros de 0,5 mm)	—	$1 \times 0,5 = 0,50$	$2 \times 0,5 = 1,00$
6	Pană, sticlă-textolit, grosime 4 mm	—	4,00	4,00
7	Istmul creștăturii	—	1,00	1,00
8	Joc	0,25	0,30	0,30
		$b_{iz} = 4,30$	$h_{ic} = 25,40$	$h_{izM} = 25,00$

Din STAS 2873/1-86 (anexa 7) se alege conductor din cupru electrolitic în stare moale (O), izolat cu E2S și anume

Sîrmă O — $6,7 \times 1$ izolat E2S
STAS 2873/1-86 = 6,48 mm².

Sîrmă O — $6,7 \times 1,12$ izolat E2S
STAS 2873/1-86 = 7,29 mm².

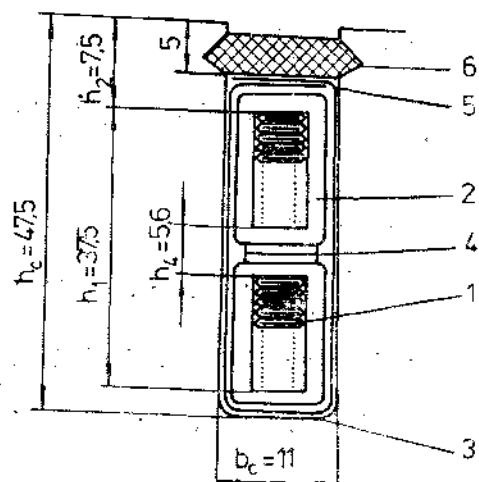


Fig. 14.1. Secțiune prin creștătura statorului mașinilor sincrone de 440 kVA/400 kW; 6,3/6 kV; 1000 rot/min (așezarea conductoarelor și izolațiile folosite).

11. Dimensiunile definitive ale creștăturii (v. tabelul 14.1 și fig. 14.1), calculate cu relațiile (10.44) rezultă:

— lățimea creștăturii

$$b_c = b_{cu} \times \text{numărul conductoarelor pe lățimea creștăturii} + b_{iz} = \\ = 6,7 \times 1 + 4,3 = 11,0 \text{ mm};$$

— înălțimea creștăturii

$$h_c = h_{cu} \times \text{numărul conductoarelor pe înălțimea creștăturii} + h_{iz} = \\ h_c = 1 \times 22 + 25,4 = 47,4 \text{ mm.} \quad | \quad h_c = 1,12 \times 20 + 25 = 47,4 \text{ mm.}$$

Se stabilesc, prin rotunjire, creștătura cu dimensiunile:

$$\begin{aligned} b_c &= 11 \text{ mm}; \\ h_c &= 47,5 \text{ mm.} \end{aligned} \quad (14.25)$$

● Verificări necesare

a) Inducția magnetică în jugul statorului, conform relației (10.45)

$$B_{j1} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{Fe} h'_{j1}} = \frac{7,04 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,5 \cdot 0,0625} = \left| B_{j1} = \frac{7,2 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,5 \cdot 0,0625} = 1,212 \text{ T} \right. \\ \left. = 1,18 \text{ T} \right.$$

în care înălțimea jugului statorului, fără canale axiale de ventilație, este dată de relația (10.45, a)

$$h'_{j1} = h_{j1} = \frac{D_s - D}{2} - h_c = \frac{74 - 52}{2} - 4,75 = 6,25 \text{ cm.}$$

Întrucât B_{j1} nu se încadrează în limitele impuse în par. 13.3.2, trebuie modificată înălțimea jugului prin modificarea diametrului interior. Astfel:

- se impune $B_{j1} = 1,45 \text{ T}$;
- se calculează

$$h_{j1} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{Fe} B_{j1}} = \frac{7,2 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,5 \cdot 1,45} = 0,0522 \text{ m} = 5,22 \text{ cm};$$

- se determină diametrul interior

$$D = D_s - 2(h_{j1} + h_c) = 74 - 2 \cdot (5,22 + 4,75) = 54,6 \text{ cm.}$$

Se adoptă valoarea

$$D = 54 \text{ cm,} \quad (14.26)$$

pentru care se recalculează următoarele mărimi la valorile definitive (dacă se încadrează solicitările în limite):

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi \cdot 54}{2 \cdot 3} = 28,2 \text{ cm}; \quad (14.26, a)$$

$$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau l_i} = \frac{7,04 \cdot 10^{-2}}{0,61 \cdot 0,282 \cdot 0,545} = 0,75 \text{ T.} \quad \left| B_\delta = \frac{7,2 \cdot 10^{-2}}{0,61 \cdot 0,282 \cdot 0,545} = 0,767 \text{ T.} \right. \\ (14.27)$$

Deoarece inducția magnetică maximă în întrefier a scăzut mult sub limită, se impune, de exemplu pentru motor, unde valoarea este mai mare, $B_\delta = 0,8 \text{ T}$ și rezultă definitiv

$$l_i = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau B_\delta} = \frac{7,2 \cdot 10^{-2}}{0,61 \cdot 0,282 \cdot 0,8} = 0,523 \text{ m} = 52,3 \text{ cm.}$$

Se ia pentru lungimea ideală valoarea rotunjită

$$l_i = 52,5 \text{ cm} \quad (14.28)$$

căreia îi corespunde $B_\delta = 0,78 \text{ T}$ pentru generator și $B_\delta = 0,797 \approx 0,8 \text{ T}$ pentru motor, adică în limitele date de relația (13.22).

Valoarea definitivă a factorului λ este

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau} = \frac{52,5}{28,2} = 1,86. \quad (14.29)$$

Miezul feromagnetic va avea tot 9 canale radiale de 1 cm fiecare și 10 pachete de tole de câte 4,8 cm fiecare.

Valorile definitive pentru dimensiunile miezului feromagnetic al statorului vor fi deci:

$$\begin{aligned} l_{re} &= (n_v + 1)l_1 = (9 + 1) \cdot 4,8 = 48 \text{ cm}; \\ l_g &= l_{re} + n_v b_v = 48 + 9 \cdot 1 = 57 \text{ cm}; \\ l_i &= l_g - 0,5 n_v b_v = 57 - 0,5 \cdot 9 \cdot 1 = 52,5 \text{ cm,} \end{aligned} \quad (14.30)$$

iar pentru pasul dentar și pătura de curent vor fi:

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z_1} = \frac{\pi \cdot 54}{72} = 2,35 \text{ cm}; \quad (14.31)$$

$$A = \frac{n_{c1} I_N}{at_1} = \frac{22 \cdot 40,32}{1 \cdot 2,35} = 378 \text{ A/cm} \quad \left| A = \frac{20 \cdot 45,6}{1 \cdot 2,35} = 388 \text{ A/cm} \right. \quad (14.32)$$

adică în limitele indicate de relația (13.18, a).

Valoarea definitivă a inducției magnetice în jugul statorului este

$$B_{j1} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{Fe} h'_{j1}} = \frac{7,04 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,48 \cdot 5,25 \cdot 10^{-2}} = \left| B_{j1} = \frac{7,2 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,48 \cdot 5,25 \cdot 10^{-2}} = \right. \\ \left. = 1,47 \text{ T} \right| \quad \left. = 1,5 \text{ T} \right. \quad (14.33)$$

în care:

$$h'_{j1} = h_{j1} = \frac{D_s - D}{2} - h_c = \frac{74 - 54}{2} - 4,75 = 5,25 \text{ cm.}$$

b) Inducția magnetică aparentă maximă în dinții statorului, conform relației (10.46)

$$\begin{aligned} B'_{d1 \max} &= \frac{t_1 l_i B_\delta}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d \min}} = \left| B'_{d1 \max} = \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,525 \cdot 0,8}{0,95 \cdot 0,48 \cdot 1,25 \cdot 10^{-2}} = \right. \\ &= \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,525 \cdot 0,78}{0,95 \cdot 0,48 \cdot 1,25 \cdot 10^{-2}} = 1,68 \text{ T} \quad \left. = 1,73 \text{ T} \right. \quad (14.34) \end{aligned}$$

unde:

$$b_{d \min} = t_1 - b_c = 2,35 - 1,1 = 1,25 \text{ cm.}$$

După cum se observă atât $B_{\beta 1}$ cât și $B_{\beta 1 \max}$ se înscriu în limitele indicate în par. 13.3.2 B.

c) Valoarea exactă a densității de curent conform relației (10.47) este

$$J_1 = \frac{I_N}{\alpha s_{\text{cut}}} = \frac{40,32}{1 \cdot 6,48} = 6,22 \text{ A/mm}^2 \quad \left| \quad J_1 = \frac{45,6}{1 \cdot 7,29} = 6,25 \text{ A/mm}^2. \quad (14.35)$$

d) Valorile rapoartelor dimensiunilor constructive :

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{b_{c1}}{t_1} = \frac{11}{23,5} = 0,46; \\ \beta_1 &= \frac{h_c}{\tau} = \frac{4,75}{28,2} = 0,169; \\ \beta_2 &= \frac{h_c}{b_c} = \frac{47,5}{11} = 4,31 \end{aligned} \quad (14.36)$$

sînt apropiate de limitele indicate de relațiile (10.40).

14.4. CALCULUL LĂȚIMII ÎNTREFIERULUI

Lățimea întrefierului se calculează cu relația (13.24)

$$\delta = \frac{0,36 \cdot 10^{-4} \cdot A \cdot \tau}{k'(x_d - x_{\sigma 1}) B \delta} = \frac{0,36 \cdot 10^{-4} \cdot 388 \cdot 28,2}{1,07 \cdot (1,3 - 0,12) \cdot 0,8} = 0,38 \text{ cm}$$

unde s-au adoptat următoarele valori :

$k' = 1,07$ considerîndu-se jugul rotorului din oțel ;

$x_d = 1,3$ u.r. ;

$x_{\sigma 1} = 0,12$ u.r..

Se stabilește valoarea rotunjită

$$\delta = 4 \text{ mm.}$$

14.5. DIMENSIONAREA CIRCUITULUI MAGNETIC

Dimensionarea circuitului magnetic al statorului și a întrefierului s-a făcut odată cu stabilirea dimensiunilor principale și a înfășurării indusului, respectiv odată cu calculul lățimii întrefierului.

Deoarece se urmărește ca dimensiunile principale ca generator și motor să fie aceleași, dimensionarea circuitului magnetic al rotorului se face pentru mașina mai solicitată magnetic, adică pentru motor, urmînd ca determinarea solicitărilor magnetice reale pentru dimensiunile stabilite să se facă pentru fiecare mașină în parte, odată cu întocmirea tabelului caracteristicilor magnetice.

14.5.1. DIMENSIUNILE PIESEI POLARE

– Diametrul exterior al rotorului, conform relației (13.29)

$$D_r = D - 2\delta = 54 - 2 \cdot 0,4 = 53,2 \text{ cm.} \quad (14.37)$$

– Lățimea piesei polare conform relației (13.30)

$$b_p = \alpha_p \tau = 0,7 \cdot 28,2 = 19,7 \text{ cm.} \quad (14.38)$$

– Raza de formă a polului conform relației (13.32)

$$R_p = \frac{D}{2 + \frac{8D(\delta_M + \delta)}{b_p^2}} = \frac{54}{2 + \frac{8 \cdot 54 \cdot (0,8 + 0,4)}{19,7^2}} = 22,13 \text{ cm} \quad (14.39)$$

unde :

$$\delta_M / \delta = 2$$

și deci

$$\delta_M = 2\delta = 2 \cdot 4 = 8 \text{ mm} = 0,8 \text{ cm.}$$

– Înălțimea piesei polare conform relației (13.33)

$$h_p = h'_p + R_p - \sqrt{R_p^2 - \left(\frac{b_p}{2}\right)^2} = 1,5 + 22,13 - \sqrt{22,13^2 - \left(\frac{19,7}{2}\right)^2} = 4 \text{ cm} \quad (14.40)$$

în care s-a luat, constructiv $h'_p = 1,5$ cm.

14.5.2. DIMENSIUNILE POLULUI

– Lățimea polului conform relației (13.34)

$$b_m = \frac{\sigma \Phi}{k_{\text{fem}} l_m B_m} = \frac{1,15 \cdot 7,2 \cdot 10^{-2}}{0,97 \cdot 0,59 \cdot 1,6} = 0,09051 \text{ m} \approx 9 \text{ cm} \quad (14.41)$$

în care :

– coeficientul de scăpări σ se determină cu relația (13.38)

$$\sigma = 1 + k_{\sigma} \frac{358}{\tau^2} = 1 + 8,5 \cdot \frac{35 \cdot 0,4}{28,2^2} = 1,15$$

unde $k_{\sigma} = 8,5$ pentru $h_p = 4$ cm (v. tabelul 13.3) ;

– lungimea polului : $l_m = l_p + 2 \text{ cm} = 57 + 2 = 59 \text{ cm}$;

– inducția magnetică în miezul polului conform par. 13.3.2 B

$$B_m = 1,6 \text{ T ;}$$

– $k_{\text{fem}} = 0,97$ pentru tole de tablă de 1 : 2 mm, grosime din care se vor face polii.

– Înălțimea polului, conform relației (13.40)

$$h_m = (1,05 \div 1,15) b_m ; \text{ se ia } h_m \approx 1,1 b_m = 1,1 \cdot 9 = 9,9 \text{ cm} \approx 10 \text{ cm.} \quad (14.42)$$

OBSERVAȚIE. Valoarea definitivă a înălțimii polului h_m se determină pe cale grafică la scară, după dimensionarea înfășurării de excitație (v. ansamblul general ~ fig. 14.3, secțiune transversală).

14.5.3. DIMENSIUNILE JUGULUI ROTORULUI

— Înălțimea jugului rotorului, conform relației (13.42)

$$h_{j2} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{j2} B_{j2}} = \frac{1,15 \cdot 7,2 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,97 \cdot 0,7 \cdot 1,4} = 0,0435 \text{ m} = 4,35 \text{ cm} \quad (14.43)$$

unde :

$$l_{j2} = l_m + (10 \div 20) \text{ cm} = 59 + 11 = 70 \text{ cm};$$

$$B_{j2} = 1,4 \text{ T conform par. 13.3.2 B.}$$

— Diametrul interior al rotorului, conform relației (13.44)

$$D_{ir} = D - 2(\delta + h_p + h_m + h_{j2}) = 54 - 2(0,4 + 4 + 10 + 4,35) = 16,5 \text{ cm.} \quad (14.44)$$

Din motive mecanice, din STAS 3432/1-87 se ia pentru cuplul nominal determinat cu relația (13.159, c)

$$M_N = 9560 \frac{P_N}{n_1} = 9560 \cdot \frac{400}{1000} = 3820 \text{ Nm,}$$

diametrul capătului arborelui $d = 120 \text{ mm}$. În funcție de acesta se determină diametrul maxim al arborelui care este cu $20 \div 30\%$ mai mare și care este chiar D_{ir} (v. fig. 14.3, secțiunea transversală) adică

$$D_{ir} = d_{\max \text{ arbore}} \approx 1,25d = 15 \text{ cm} \quad (14.44, a)$$

pentru care se vor recalcula h_{j2} și B_{j2} (v. par. 14.8.1, relațiile 14.71, a și b).

14.6. DIMENSIONAREA ÎNFĂȘURĂRII DE AMORTIZARE

— Secțiunea totală a barelor pe pol conform relației (13.62)

$$\Sigma s_a = (0,15 \div 0,3) \frac{A\tau}{J_1} = (0,15 \div 0,3) \cdot \frac{388 \cdot 28,2}{6,25} = 262,5 \div 525 \text{ mm}^2. \quad (14.45)$$

— Pasul creștăturii înfășurării de amortizare, conform paragrafului 13.7, se ia astfel încît să satisfacă relația (13.63, a), atît pentru generator cît și pentru motor

$$t_a = 1,75 \text{ cm}$$

în care $k = 7$.

— Numărul de bare pe pol, conform relației (13.64)

$$n_a = \frac{b_p - t_a}{t_a} = \frac{19,7 - 1,75}{1,75} = 10,25. \quad (14.46)$$

Se adoptă

$$n_a = 10.$$

Pasul t_a se menține la valoarea $t_a = 1,75 \text{ cm}$, urmînd ca distanțele de la extremitățile piesei polare la barele extreme să fie ceva mai mari decît $t_a/2$ (distanță considerată în relația (13.64)).

— Secțiunea unei bare de amortizare, conform relației (13.65)

$$s_a = \frac{\Sigma s_a}{n_a} = \frac{262,5 \div 525}{10} = 26,25 \div 52,5 \text{ mm}^2. \quad (14.47)$$

— Diametrul barei de amortizare, conform relației (13.65), considerînd barele rotunde

$$d_a = \sqrt{\frac{4s_a}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot (26,25 \div 52,5)}{\pi}} = 5,77 \div 8,17 \text{ mm.} \quad (14.47, a)$$

Din anexa 11, pentru o amortizare mai bună ca generator și o pornire corespunzătoare ca motor, se ia valoarea $d_a = 8 \text{ mm}$. Pentru generator barele sînt din cupru, iar pentru motor din alamă.

Pentru $d_a = 8 \text{ mm}$ rezultă

$$s_a = \frac{\pi d_a^2}{4} = \frac{\pi \cdot 8^2}{4} = 50,24 \text{ mm}^2. \quad (14.47, b)$$

Se adoptă, pentru istmul creștăturii, valorile: $h_0 = b_0 = 2,5 \text{ mm}$.

— Secțiunea transversală a inelului de scurtcircuitare, conform relației (13.66)

$$S_i = (0,4 \div 0,5) s_a n_a = (0,4 \div 0,5) \cdot 50,24 \cdot 10 = 200,9 \div 251,2 \text{ mm}^2. \quad (14.48)$$

Se adoptă din anexa 7, tabelul 7-II, pentru inelul de scurtcircuitare, bară din cupru cu dimensiunile

$$6 \times 40 = 238 \text{ mm}^2 = s_i \quad (14.48, a)$$

(bara are muchiile rotunjite și de aceea $s_i < 240 \text{ mm}^2$).

14.7. PARAMETRII ÎNFĂȘURĂRII INDUSULUI

După cum s-a menționat, înfășurarea statorului fiind pentru înaltă tensiune, este construită din conductor profilat, în două straturi, cu bobine izolate (secții rigide).

— Lungimea frontală a bobinei statorului se determină efectuînd la seară construcția grafică indicată în figura 10.47. Valorile dimensiunilor constructive sînt luate din tabelul 10.8.

Pentru construcția grafică s-au folosit deci următoarele valori:

$$l_{1\text{med}} = \frac{\pi(D + h_i)}{Z_1} = \frac{\pi(54 + 4,75)}{72} = 2,56 \text{ cm};$$

$$y_1 = 10 \text{ (v. rel. (14.17))};$$

$$a = 4 \text{ cm};$$

$$r = 3,5 \text{ cm};$$

$$r_1 = 1 \text{ cm};$$

$$\Delta_{iz} = 0,5 \text{ cm} = 5 \text{ mm};$$

$$y_1 l_{1\text{med}} = 10 \cdot 2,56 = 25,60 \text{ cm.} \quad (14.49)$$

Din construcția la scară și conform relației (10.75), lungimea frontală a bobinei statorice măsurată pe vederea desfășurată din stînga figurii (v. fig. 10.47), rezultă

$$l_{f1} = l_{ARCLDEF} = 2(a + l_{BC}) + \pi r_{med} = 2 \cdot (0,04 + 0,22) + \pi \cdot 0,021 = 0,585 \text{ m} = 58,5 \text{ cm.} \quad (14.50)$$

— *Lungimea medie* a unei jumătăți de spirală a înfășurării statorului, conform relației (10.69)

$$l_{umed} = l_g + l_{f1} = 57 + 58,5 = 115,5 \text{ cm} = 1,155 \text{ m.} \quad (14.51)$$

1. *Rezistența pe fază a înfășurării statorului* se calculează cu relația (13.67)

$$r_1 = \frac{R_1 I_N}{U_{1N}} = \frac{2,31 \cdot 40,32}{3 \cdot 637} = 0,0256 \text{ u.r.} \quad r_1 = \frac{1,87 \cdot 45,6}{3 \cdot 464} = 0,0246 \text{ u.r.} \quad (14.52)$$

în care, cu relația (10.77)

$$R_1 = k_r \rho_v \frac{L_1}{s_{ca1} a_1} = 1 \cdot 1,38 \cdot \frac{1}{56} \cdot \frac{609}{6,48 \cdot 1} = 2,31 \text{ } \Omega$$

unde :

$$k_r \approx 1;$$

$$L_1 = 2w_1 l_{umed} = 2 \cdot 264 \cdot 1,155 = 609 \text{ m.} \quad L_1 = 2 \cdot 240 \cdot 1,155 = 554 \text{ m.} \quad (14.52, b)$$

— *Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătură*, conform relației (10.82) și figurii 14.1

$$\lambda_{c1} = \frac{h_1 - h_2}{3b_c} k_\beta + \frac{h_2}{b_c} k'_\beta + \frac{h_2}{4b_c} = \frac{37,5 - 5,6}{3 \cdot 11} \cdot 0,906 + \frac{7,45}{11} \cdot 0,875 + \frac{5,6}{4 \cdot 11} = 1,59 \quad (14.53)$$

în care conform relațiilor (10.84)

$$k'_\beta = \frac{1 + 3\beta_y}{4} = \frac{1 + 3 \cdot 0,833}{4} = 0,875; \quad (14.53, a)$$

$$k_\beta = \frac{1}{4} + \frac{3}{4} k'_\beta = 0,25 + 0,75 \cdot 0,875 = 0,906.$$

— *Permeanța geometrică specifică a scăpărilor diferențiale*, se calculează conform indicațiilor de la paragraful 10.8.3 B, care prezintă o metodă precisă de determinare a acestor scăpări.

Conform relației (10.95, a) pentru înfășurarea statorului rezultă

$$\lambda_{a1} = 0,9 k_{\lambda a} \frac{l_1 (q k_w)^2 \rho_{a1} k_{c1}}{k_c \delta} \sigma_{a1} = 0,9 \cdot 0,9 \frac{2,35 \cdot (4 \cdot 0,926)^2 \cdot 1 \cdot 0,95}{1,2 \cdot 0,4} \cdot 0,0 \cdot 10^{-2} = 0,344 \quad (14.54)$$

în care :

$$k_{\lambda a} = 0,9 \text{ conform relației (10.98);}$$

$$k_c = k_{c1} k_{c2} = 1,19 \cdot 1,01 = 1,20$$

unde :

$$k_{c1} = \frac{t_1}{t_1 - \gamma_1 \delta} = \frac{2,35}{2,35 - 0,97 \cdot 0,4} = 1,19$$

cu

$$\gamma_1 = \frac{\left(\frac{a_s}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{a_s}{\delta}} = \frac{\left(\frac{11}{4}\right)^2}{5 + \frac{11}{4}} = 0,07; \quad (14.54, a)$$

$$k_{c2} = \frac{t_2}{t_2 - \gamma_2 \delta} = \frac{1,75}{1,75 - 0,069 \cdot 0,4} = 1,01$$

cu

$$\gamma_2 = \frac{\left(\frac{b_0}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_0}{\delta}} = \frac{\left(\frac{2,5}{4}\right)^2}{5 + \frac{2,5}{4}} = 0,069;$$

$$k_{a1} = 1 - 0,033 \frac{a_1^2}{\delta l_1} = 1 - 0,033 \cdot \frac{1,1^2}{0,4 \cdot 2,35} = 0,95$$

(v. rel. 10.96, b);

$$\rho_{a1} \approx 1;$$

$$\sigma_{a1} = 0,6 \cdot 10^{-2} \text{ pentru } q = \frac{72}{3 \cdot 2 \cdot 3} = 4 \text{ și } y_1 = \frac{5}{6} y_\tau,$$

din figura 10.57 (aceeași valoare — 0,62 · 10⁻² — rezultă și din tabelul 10.10).

— *Permeanța geometrică specifică a scăpărilor prin capetele dinților*, conform relației (10.99)

$$\lambda_{z1} = \frac{5 \frac{\delta k_{c2}}{a_1}}{5 + 4 \frac{\delta k_{c2}}{a_1}} \cdot \frac{3\beta_y + 1}{4} = \frac{5 \cdot \frac{0,4 \cdot 1,01}{1,1}}{5 + 4 \cdot \frac{0,4 \cdot 1,01}{1,1}} \cdot \frac{3 \cdot 0,833 + 1}{4} = 0,246. \quad (14.55)$$

— *Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în părțile frontale*, conform relației (10.103)

$$\lambda_{f1} = 0,34 \frac{q}{l_1} (l_{f1} - 0,64 \beta_y \tau) = 0,34 \cdot \frac{4}{52,5} \cdot (58,5 - 0,64 \cdot 0,833 \cdot 28,2) = 1,12. \quad (14.56)$$

— Permeanța geometrică specifică totală a înfășurării statorului, conform relației (10.80)

$$\Sigma \lambda_1 = \lambda_{e1} + \lambda_{d1} + \lambda_{z1} + \lambda_{f1} = 1,59 + 0,344 + 0,246 + 1,12 = 3,3. \quad (14.57)$$

2. Reactanța de scăpări pe fază a înfășurării statorului conform relației (13.68)

$$x_{\sigma 1} = \frac{X_{\sigma 1} I_N}{U_{1N}} = \frac{7,95 \cdot 40,32}{3 \cdot 637} = 0,088 \text{ u.r.} \quad (14.58)$$

în care conform relației (10.79, a)

$$X_{\sigma 1} = 0,158 \left(\frac{f_1}{100} \right) \left(\frac{w_1}{100} \right)^2 \frac{I_N}{pq} \Sigma \lambda_1 = 0,158 \cdot \left(\frac{50}{100} \right) \cdot \left(\frac{264}{100} \right)^2 \cdot \frac{52,5}{3 \cdot 4} \cdot 3,3 = 7,95 \Omega. \quad (14.58, a)$$

3. Reactanța utilă (nesaturată) corespunzătoare fluxului magnetic de reacție longitudinală a indusului, conform relației (13.69)

$$x_{ad} = \frac{k_{ad} F_a}{k' U_{m\delta 0}} = \frac{0,875 \cdot 8 \cdot 871}{1,07 \cdot 5 \cdot 531} = 1,31 \text{ u.r.} \quad (14.59)$$

în care:
conform relației (13.70)

$$F_a = 0,9 \cdot m \frac{w_1 k_{p1}}{p} I_N = 0,9 \cdot 3 \cdot \frac{264 \cdot 0,926}{3} \cdot 40,32 = 8 \cdot 871 \text{ A} ; \quad (14.59, a)$$

$$U_{m\delta 0} = 2 \frac{B_{\delta}}{k_{F\delta 0}} k_c \delta = 2 \cdot \frac{0,78}{1,08 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-2}} \cdot 1,2 \cdot 4 \cdot 10^{-2} = 5 \cdot 531 \text{ A} ; \quad (14.59, b)$$

$k_{ad} = 0,875$ din figura 13.9 pentru $\alpha_p = 0,7$; $\delta_M/\delta = 2$;

$$\delta/\tau = \frac{0,4}{28,2} = 0,0142 ;$$

$$k' = 1,07.$$

4. Reactanța utilă (nesaturată) corespunzătoare fluxului magnetic de reacție transversală a indusului, conform relației (13.72)

$$x_{aq} = \frac{k_{aq} F_a}{U_{m\delta 0}} \cdot \frac{1 + k_c}{2} = \frac{0,4 \cdot 9 \cdot 120}{5 \cdot 823} \cdot \frac{1 + 1,2}{2} = 0,69 \text{ u.r.} \quad (14.60)$$

unde:

$k_{aq} = 0,4$ din figura 13.9.

5. Reactanța sincronă longitudinală, conform relației (13.77)

$$x_d = x_{ad} + x_{\sigma 1} = 1,31 + 0,088 = 1,4 \text{ u.r.} \quad (14.61)$$

6. Reactanța sincronă transversală, conform relației (13.77, a)

$$x_q = x_{aq} + x_{\sigma 1} = 0,705 + 0,088 \approx 0,8 \text{ u.r.} \quad (14.62)$$

7. Reactanța homopolară, conform relației (13.78)

$$x_0 = \frac{\pi \mu_0 F_a I_N}{k_{\phi}^2 \Phi_{1N}} \cdot \frac{2p}{Z_1} (\lambda_{e0} + \lambda_{f0}) + 4 \cdot \frac{0,5 x_{ad}}{k_{ad} k_{\phi}^2} (\beta_y - 2/3) \left[\left(\frac{2p}{Z_1} \right)^2 + 1/27 + 7/18 (\beta_y - 2/3) - (\beta_y - 2/3)^2 \right] = 0,0853 \text{ u.r.} \quad (14.63)$$

unde conform relațiilor (13.78, a), (13.78, b) rezultă:

$$\lambda_{e0} = \frac{1}{b_1} \left[(3\beta_y - 2)h_2 + (9\beta_y - 5) \frac{h_1}{12} - (9\beta_y - 8) \frac{h_4}{12} \right] = \frac{1}{11} \cdot \left[(3 \cdot 0,833 - 2) \cdot 7,45 + (9 \cdot 0,833 - 5) \cdot \frac{37,5}{12} - (9 \cdot 0,833 - 8) \cdot \frac{5,6}{12} \right] = 1,07 ; \quad (14.63, a)$$

$$\lambda_{f0} \approx 0,35 \cdot 1,12 = 0,392.$$

14.8. CARACTERISTICILE MAGNETICE ȘI SOLENAȚIA DE EXCITAȚIE LA SARCINA NOMINALĂ

14.8.1. TENSIUNILE MAGNETICE ȘI TENSIUNEA MAGNETOMOTOARE LA t.e.m. NOMINALĂ

● **T.m. a întrefierului principal** pe o pereche de poli, conform relației (13.80)

$$U_{m8} = 2 \frac{B_8}{\mu_0} k_C \delta = \quad U_{m8} = 2 \cdot \frac{0,8}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 1,20 \cdot 4 \cdot 10^{-3} =$$

$$= 2 \cdot \frac{0,78}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 1,20 \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 5\,990 \text{ A.} \quad = 6\,144 \text{ A.} \quad (14.64)$$

● **T.m. a dinților indusului** pentru o pereche de poli.

a) *Lățimile dintelui în cele trei secțiuni*, conform relațiilor (10.63):

$$b_{dmin} = t_1 - b_{c1} = 2,35 - 1,1 = 1,25 \text{ cm};$$

$$b_{dmed} = \frac{\pi(D + h_{c1})}{Z_1} - b_{c1} = \frac{\pi(54 + 4,75)}{72} - 1,1 = 1,46 \text{ cm};$$

$$b_{dmax} = \frac{\pi(D + 2h_{c1})}{Z_1} - b_{c1} = \frac{\pi(54 + 2 \cdot 4,75)}{72} - 1,1 = 1,66 \text{ cm}.$$

b) *Inducțiile magnetice aparente în cele trei secțiuni ale dintelui*, conform relațiilor (10.63):

$$B'_{dmax} = \frac{t_1 l_1 B_8}{k_F l_F b_{dmin}} = \quad B'_{dmax} = \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,525 \cdot 0,8}{0,95 \cdot 0,48 \cdot 1,25 \cdot 10^{-2}} =$$

$$= \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,525 \cdot 0,78}{0,95 \cdot 0,48 \cdot 1,25 \cdot 10^{-2}} = 1,68 \text{ T}; \quad = 1,73 \text{ T};$$

$$B'_{dmed} = \frac{t_1 l_1 B_8}{k_F l_F b_{dmed}} = \quad B'_{dmed} = \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,525 \cdot 0,8}{0,95 \cdot 0,48 \cdot 1,46 \cdot 10^{-2}} =$$

$$= \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,525 \cdot 0,78}{0,95 \cdot 0,48 \cdot 1,46 \cdot 10^{-2}} = 1,44 \text{ T}; \quad = 1,48 \text{ T};$$

$$B'_{dmin} = \frac{t_1 l_1 B_8}{k_F l_F b_{dmax}} = \quad B'_{dmin} = \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,525 \cdot 0,8}{0,95 \cdot 0,48 \cdot 1,66 \cdot 10^{-2}} =$$

$$= \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,525 \cdot 0,78}{0,95 \cdot 0,48 \cdot 1,66 \cdot 10^{-2}} = 1,27 \text{ T.} \quad = 1,3 \text{ T.} \quad (14.65)$$

c) *Intensitățile cîmpului magnetic*. Întrucît toate inducțiile magnetice sînt mai mici decît 1,8 T, din anexa 2, pentru valorile inducțiilor de mai sus rezultă:

$$H_{dmax} = 80 \text{ A/cm}; \quad H_{dmax} = 95 \text{ A/cm};$$

$$H_{dmed} = 14 \text{ A/cm}; \quad H_{dmed} = 18 \text{ A/cm};$$

$$H_{dmin} = 6,5 \text{ A/cm}; \quad H_{dmin} = 7 \text{ A/cm}.$$

Valoarea medie a intensității cîmpului magnetic conform relației (7.36, a) este

$$H_{d1} = \frac{1}{6} (H_{dmax} + 4H_{dmed} + H_{dmin}) = \quad H_{d1} = \frac{1}{6} (95 + 4 \cdot 18 + 7) =$$

$$= \frac{1}{6} (80 + 4 \cdot 14 + 6,5) = 23,8 \text{ A/cm.} \quad = 29 \text{ A/cm.}$$

T.m. a dinților conform relației (10.62) este

$$U_{md1} = 2h_{c1}H_{d1} = 2 \cdot 4,75 \cdot 23,8 = \quad U_{md1} = 2 \cdot 4,75 \cdot 29 = 275,5 \text{ A.}$$

$$= 226 \text{ A.} \quad (14.66)$$

● **T.m. a jugului statorului** pentru o pereche de poli.

a) *Lungimea medie a liniei de cîmp magnetic în jugul statorului*

$$L_{j1} = \frac{\pi(D_c - h_{j1})}{2p} = \frac{\pi(74 - 5,25)}{2 \cdot 3} = 36 \text{ cm.}$$

b) Din anexa 2, avînd în vedere valorile inducțiilor magnetice în jug (v. rel. 14.33), rezultă:

$$\text{pentru } B_{j1} = 1,47 \text{ T} \Rightarrow \quad \text{pentru } B_{j1} = 1,5 \text{ T} \Rightarrow$$

$$H_{j1} = 17 \text{ A/cm.} \quad H_{j1} = 20 \text{ A/cm.}$$

T.m. a jugului statorului, conform relației (10.65) este

$$U_{mj1} = \xi_1 L_{j1} H_{j1} = 0,38 \cdot 36 \cdot 17 = \quad U_{mj1} = 0,38 \cdot 36 \cdot 20 = 273 \text{ A}$$

$$= 232 \text{ A} \quad (14.67)$$

unde $\xi_1 = 0,38$ din figura 10.29.

● **T.m. a polului** pentru o pereche de poli.

a) *Coefficientul de scăpări al rotorului*, conform relației (13.36)

$$\sigma = 1 + \frac{\Phi_\sigma}{\Phi} = 1 + \frac{0,786 \cdot 10^{-2}}{7,04 \cdot 10^{-2}} = 1,11 \quad \sigma = 1 + \frac{0,816 \cdot 10^{-2}}{7,2 \cdot 10^{-2}} = 1,11$$

$$(14.68)$$

în care, cu relația (13.37)

$$\Phi_\sigma = U_{m8d1} \Lambda_{sc} = \quad \Phi_\sigma = 6\,692 \cdot 12,2 \cdot 10^{-7} =$$

$$= 6\,448 \cdot 12,2 \cdot 10^{-7} = 0,786 \cdot 10^{-2} \text{ Wb} \quad = 0,816 \cdot 10^{-2} \text{ Wb} \quad (14.68, a)$$

cu:

$$U_{m8d1} = U_{m8} + U_{md1} + \quad U_{m8d1} = 6\,144 + 275,5 + 273 \approx$$

$$+ U_{mj1} = 5\,990 + 226 + \quad \approx 6\,692 \text{ A}$$

$$+ 232 = 6\,448 \text{ A} \quad (14.68, b)$$

și conform relațiilor (13.37, a)

$$\Lambda_{sc} = \Lambda_m + \Lambda_p = 8,1 \cdot 10^{-7} + 4,09 \cdot 10^{-7} \approx 12,2 \cdot 10^{-7}$$

unde:

$$\Lambda_m = 2\mu_0 l_m \left[\frac{h_m}{2c_m} + \frac{h_m}{\pi l_m} \ln \left(1 + \frac{\pi b_m}{2c_m} \right) \right] =$$

$$= 2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,59 \cdot \left[\frac{10}{2 \cdot 10} + \frac{10}{\pi \cdot 59} \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot 9}{2 \cdot 10} \right) \right] = 8,1 \cdot 10^{-7}$$

$$(14.68, c)$$

și în care, deoarece $2p = 6$, pentru c_m se poate folosi relația (13.37, c)

$$c_m = \frac{\pi \sqrt{[D - (2\delta + 2h_p + h_m)]^2 + b_m^2}}{2p} - b_m =$$

$$= \frac{\pi \sqrt{[54 - (2 \cdot 0,4 + 2 \cdot 4 + 10)]^2 + 9^2}}{2 \cdot 3} - 9 = 10 \text{ cm};$$

$$\Lambda_p = 2\mu_0 l_p \left[\frac{h_p}{c_p} + \frac{2h_{pm}}{\pi l_p} \ln \left(1 + \frac{\pi b_p}{2c_p} \right) \right] =$$

$$= 2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,59 \cdot \left[\frac{1,5}{6,83} + \frac{2 \cdot 3,16}{\pi \cdot 59} \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot 19,7}{2 \cdot 6,83} \right) \right] = 4,09 \cdot 10^{-7}$$

(14.68, d)

în care, deoarece $2p = 6$, cu relația (13.37, b)

$$c_p = \frac{\pi \sqrt{[D - (2\delta + 2h_p) + h_p']^2 + b_p^2}}{2p} - b_p =$$

$$= \frac{\pi \sqrt{[54 - (2 \cdot 0,4 + 2 \cdot 4) + 1,5]^2 + 19,7^2}}{2 \cdot 3} - 19,7 = 6,83 \text{ cm};$$

$$h_{pm} = \frac{2h_p + h_p'}{3} = \frac{2 \cdot 4 + 1,5}{3} = 3,16 \text{ cm}.$$

OBSERVAȚII

1) Se constată că σ ales inițial ($\sigma = 1,15$) diferă de cel calculat.

2) Pentru $2p < 6$, c_m și c_p se iau din desenul la scară al rotorului, nu se mai calculează cu relațiile (13.37, b și c).

b) Cele trei valori ale inducției magnetice în corpul polului aparent, conform relațiilor (13.82, b) sînt:

$$B_{max} = \frac{\sigma \Phi}{k_{Fe} l_m b_m} =$$

$$= \frac{1,11 \cdot 7,04 \cdot 10^{-2}}{0,97 \cdot 0,59 \cdot 0,09} = 1,51 \text{ T};$$

$$B_{min} = B_{max} \frac{(\sigma - 1) \frac{\Lambda_p}{\Lambda_{sc}} + 1}{\sigma} =$$

$$= 1,51 \cdot \frac{(1,11 - 1) \cdot \frac{4,09 \cdot 10^{-7}}{12,2 \cdot 10^{-7}} + 1}{1,11} =$$

$$= 1,41 \text{ T};$$

$$B_{med} = B_{min} + \frac{3}{4} (B_{max} - B_{min}) = 1,41 + \frac{3}{4} \cdot (1,51 - 1,41) = 1,48 \text{ T}.$$

$$B_{max} = \frac{1,11 \cdot 7,2 \cdot 10^{-2}}{0,97 \cdot 0,59 \cdot 0,09} = 1,55 \text{ T};$$

$$B_{min} =$$

$$= 1,55 \cdot \frac{(1,11 - 1) \cdot \frac{4,09 \cdot 10^{-7}}{12,2 \cdot 10^{-7}} + 1}{1,11} =$$

$$= 1,44 \text{ T};$$

$$B_{med} = 1,44 + \frac{3}{4} \cdot (1,55 - 1,44) = 1,52 \text{ T}.$$

(14.69)

Corespunzător inducțiilor magnetice de mai sus, din anexa 3 rezultă intensitățile cîmpului magnetic:

$$\begin{array}{l|l} H_{max} = 24,5 \text{ A/cm}; & H_{max} = 30,5 \text{ A/cm}; \\ H_{min} = 15,3 \text{ A/cm}; & H_{min} = 17 \text{ A/cm}; \\ H_{med} = 20,1 \text{ A/cm}. & H_{med} = 26,6 \text{ A/cm}. \end{array}$$

Valoarea medie a intensității cîmpului magnetic, conform relației (13.82, a) rezultă

$$\begin{array}{l|l} H_m = \frac{1}{6} (H_{max} + 4H_{med} + & H_m = \frac{1}{6} \cdot (30,5 + 4 \cdot 26,6 + 17) = \\ + H_{min}) = \frac{1}{6} \cdot (24,5 + 4 \cdot 20,1 + & = 25,6 \text{ A/cm}. \\ + 15,3) = 20 \text{ A/cm}. & \end{array}$$

T.m. a polului, conform relației (13.82), rezultă

$$\begin{array}{l|l} U_{mm} = 2(h_m + h_p)H_m = 2 \cdot (10 + & U_{mm} = 2 \cdot (10 + 4) \cdot 25,6 = \\ + 4) \cdot 20 = 560 \text{ A}. & = 716 \text{ A}. \quad (14.69, a) \end{array}$$

● T.m. a întrefierului de îmbinare, dintre pol și jugul rotorului pentru o pereche de poli, conform relației (13.83) este

$$\begin{array}{l|l} U_{\delta mb} = 2 \frac{B_{max}}{\mu_0} \delta_{mb} = & U_{\delta mb} = 2 \cdot \frac{1,55}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 0,15 \cdot 10^{-3} = \\ = 2 \cdot \frac{1,51}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 0,15 \cdot 10^{-3} = 362 \text{ A} & = 372 \text{ A} \quad (14.70) \end{array}$$

unde:

$$B_{max} = 1,51 \text{ T}; \quad B_{max} = 1,55 \text{ T};$$

$\delta_{mb} = 0,015 \text{ cm} = 0,15 \cdot 10^{-3} \text{ m}$, jugul rotorului fiind din tole de tablă din oțel.

● T.m. a jugului rotorului pentru o pereche de poli

a) Lungimea medie a liniei de cîmp magnetic în jugul rotorului, conform relației (13.104) este

$$L_{j2} = \frac{\pi(D_{ir} + h_{j2})}{2p} = \frac{\pi(15 + 5)}{2 \cdot 3} = 10,5 \text{ cm} \quad (14.71)$$

în care, pentru $D_{ir} = 15 \text{ cm}$ (v. rel. 14.44, a), înălțimea recalculată a jugului este

$$h_{j2} = \frac{D - [D_{ir} + 2(\delta + h_p + h_m)]}{2} = \frac{54 - [15 + 2 \cdot (0,4 + 4 + 10)]}{2} = 5 \text{ cm}.$$

(14.71, a)

b) Inducția magnetică în jurul rotorului (valoarea exactă) conform relației (13.102)

$$B_{j2} = \frac{\Phi + \Phi_{\sigma}}{2k_{Fcm}l_{j2}h_{j2}} = \frac{7,2 \cdot 10^{-2} + 0,816 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,97 \cdot 0,7 \cdot 0,05} = 1,18 \text{ T} \quad (14.71, b)$$

pentru care din anexa 3 se găsește

$$H_{j2} = 7,6 \text{ A/cm.} \quad | \quad H_{j2} = 8,08 \text{ A/cm.}$$

c) T.m. a jugului rotor, conform relației (13.101), este

$$U_{mj2} = L_{j2}H_{j2} = 10,5 \cdot 7,6 = 80 \text{ A.} \quad | \quad U_{mj2} = 10,5 \cdot 8,08 = 85 \text{ A.} \quad (14.71, c)$$

T.m. a rotorului

$$U_{mR} = U_{m\delta j1} + U_{m\delta j2} + U_{mj2} = 560 + 362 + 80 = 1002 \text{ A.} \quad | \quad U_{mR} = 716 + 372 + 85 = 1173 \text{ A.} \quad (14.72)$$

T.m.m. pentru t.c.m. nominală

$$\Sigma U_{mi} = U_{m\delta j1} + U_{mR} = 6448 + 1002 = 7450 \text{ A.} \quad | \quad \Sigma U_{mi} = 6692 + 1173 = 7865 \text{ A.} \quad (14.73)$$

14.8.2. CONSTRUCȚIA CARACTERISTICILOR MAGNETICE ȘI DETERMINAREA SOLENAȚIEI DE EXCITAȚIE NOMINALĂ

A. Caracteristicile magnetice

Caracteristicile magnetice se construiesc pe baza indicațiilor de la par. 13.9.2 A, întocmind tabelul 14.2. Cu datele din tabelul 14.2 se construiesc:

a) Caracteristica magnetică la funcționarea în gol

$$\Phi = f(\Sigma U_{mi});$$

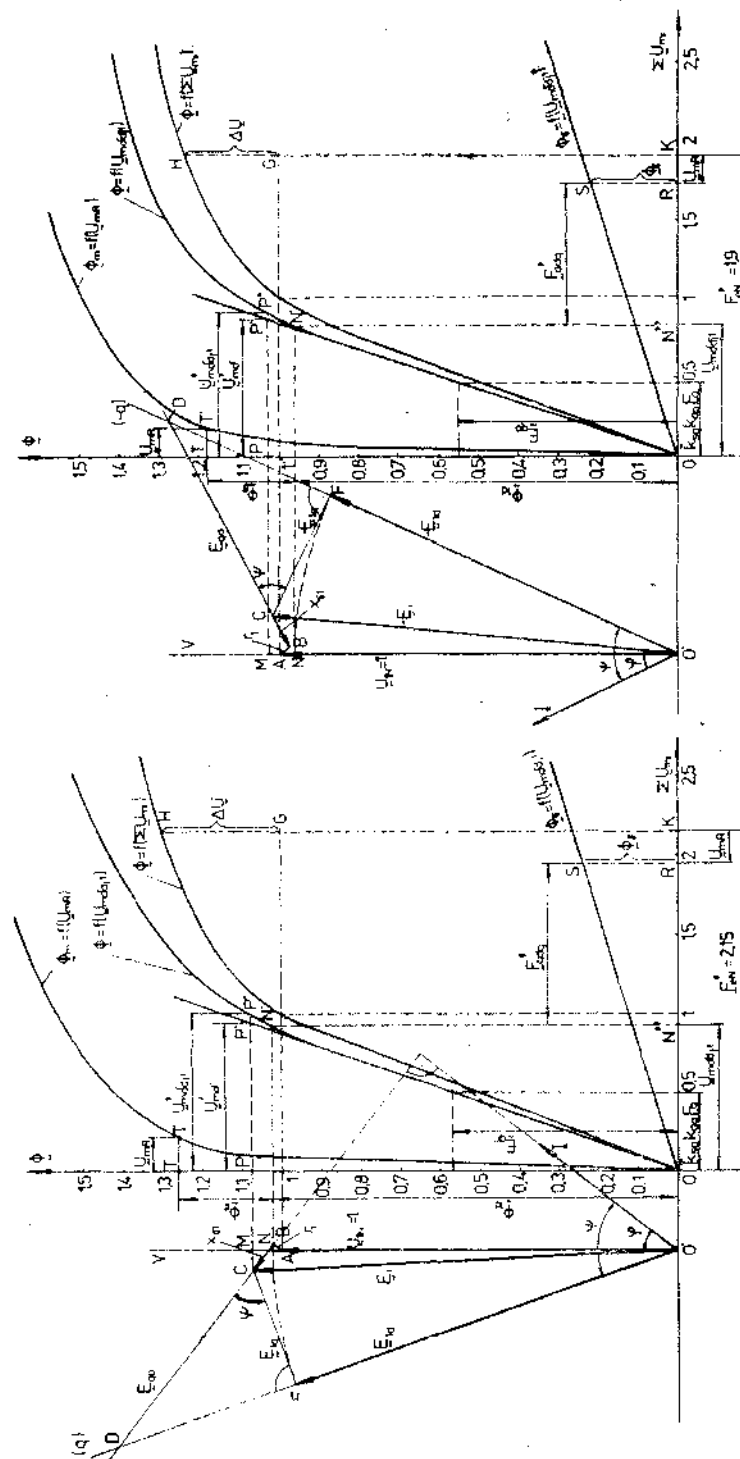
b) Caracteristicile magnetice parțiale:

$$\Phi_{\delta} = f(U_{m\delta j1}) \quad \text{— a statorului;}$$

$$\Phi_m = f(U_{mR}) \quad \text{— a rotorului;}$$

$$\Phi_{\sigma} = f(U_{m\delta j1}) \quad \text{— a fluxului magnetic de scăpări dintre poli.}$$

Caracteristicile magnetice sînt reprezentate în figura 14.2, a, pentru generator și 14.2, b, pentru motor.



14.2. Caracteristicile magnetice ale generatorului sincron de 440 kVA; 6,3 kV; 1 000 rot/min (a) și ale motorului sincron de 400 kW; 6 kV; 1 000 rot/min (b), cu poli aparenti și determinarea solenației de excitație la sarcina nominală.

Caracteristicile magnetice ale mașinilor sincrone cu poli aparenti de 440 kVA/400 kW ; 6,3/6 kV ; 1000 rot/min

$\frac{E}{U_{1NM}} = \frac{E}{U_{1NM}}$	a.r.	0,55	0,85	$1(U_{1NM})$	(U_{1No})	$k_L(E_{NM})$	1,23	1,3
Relația	V	1905,2	2944,4	3 464	3 637	3 654	4 260,7	4 503,2
1	2	3	4	5	6	7	8	9
$\Phi = \frac{E}{4k_B f_1 w k_r}$	Wb	$3,75 \cdot 10^{-2}$	$5,8 \cdot 10^{-2}$	$6,82 \cdot 10^{-2}$	$6,51 \cdot 10^{-2}$	$7,2 \cdot 10^{-2}$	$8,4 \cdot 10^{-2}$	$8,86 \cdot 10^{-2}$
$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau l_i}$	T	0,417	0,644	0,758	0,72	0,8	0,932	0,985
$U_{m\delta} = \frac{2}{\mu_0} B_\delta k_c \delta$	A	3 202	4 950	5 823	5 531	6 144	7 163	7 570
$B'_{dmax} = \frac{l_i l_i B_\delta}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmin}}$	T	0,9	1,39	1,64	1,55	1,73	2,01	2,13
$B'_{dmed} = \frac{l_i l_i B_\delta}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmed}}$	T	0,77	1,19	1,40	1,33	1,48	1,72	1,82
$B'_{dmin} = \frac{l_i l_i B_\delta}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmax}}$	T	0,67	1,04	1,23	1,17	1,30	1,51	1,6
$k_{d1} = \frac{b_c l_i}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmax}} = 0,763 ; k_{d2} = \frac{b_c l_i}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmed}} = 0,867 ; k_{d3} = \frac{b_c l_i}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmin}} = 1,01$								
H_{dmax}	A/cm	2	10	52	25	95	300	525
H_{dmed}	A/cm	1,5	5	10	7,5	18	90	125
H_{dmin}	A/cm	1,2	3	5,5	4,3	7	20	37,5

Tabelul 14.2 (continuare)

1	2	3	4	5	6	7	8	9
$H_{d1} = \frac{1}{6} (H_{dmax} + 4 H_{dmed} + H_{dmin})$	A/cm	1,53	5,5	16,25	9,88	29	113,3	177
$U_{m d1} = 2 h_{c1} H_{d1}$	A	14,5	52,5	154,3	93,8	275,5	1 076	1 681
$B_{j1} = \frac{\Phi}{2 k_{Fe} l_{Fe} h_{j1}}$	T	0,78	1,207	1,42	1,36	1,5	1,74	1,84
H_{j1}	A/cm	1,3	5,1	12	8	20	100	160
$U_{m j1} = \zeta_1 L_{j1} H_{j1} (\zeta_1)$	A	29 (0,62)	93,6 (0,51)	173 (0,4)	121 (0,42)	273 (0,38)	1 080 (0,3)	1 613 (0,28)
$U_{m \delta d j1} = U_{m \delta} + U_{m d1} + U_{m j1}$	A	3 245	5 096	6 150	5 746	6 692	9 319	10 864
$\Phi_\sigma = \Lambda_{\sigma r} U_{m \delta d j1}$	Wb	$0,395 \cdot 10^{-2}$	$0,62 \cdot 10^{-2}$	$0,75 \cdot 10^{-2}$	$0,66 \cdot 10^{-2}$	$0,816 \cdot 10^{-2}$	$1,136 \cdot 10^{-2}$	$1,325 \cdot 10^{-2}$
$\Phi_m = \Phi + \Phi_\sigma \left(\sigma = \frac{\Phi_m}{\Phi} \right)$	Wb	$4,14 \cdot 10^{-2}$ (1,105)	$6,42 \cdot 10^{-2}$ (1,106)	$7,57 \cdot 10^{-2}$ (1,11)	$7,17 \cdot 10^{-2}$ (1,1)	$8,01 \cdot 10^{-2}$ (1,11)	$9,53 \cdot 10^{-2}$ (1,13)	$10,2 \cdot 10^{-2}$ (1,15)
$B_{mmax} = \frac{\Phi_m}{k_{Fe} b_m l_m}$	T	0,8	1,24	1,46	1,39	1,55	1,85	1,98
$B_{mmin} = \frac{B_{mmax} \left[(\sigma - 1) \frac{\Lambda_p}{\Lambda_{sc}} + 1 \right]}{\sigma}$	T	0,75	1,16	1,36	1,3	1,44	1,71	1,8
$B_{mmed} = B_{mmin} + \frac{3}{4} (B_{mmax} - B_{mmin})$	T	0,787	1,22	1,43	1,36	1,52	1,81	1,93
H_{mmax}	A/cm	4,05	9,2	18,35	14,5	30,5	148	215

Tabelul 14.2 (continuare)

1	2	3	4	5	6	7	8	9
H_{min}	A/cm	3,75	7,75	13	10,8	17	75,3	119
H_{med}	A/cm	4	8,8	16,45	13	26,6	124	235
$H_m = \frac{1}{6} (H_{max} + 4H_{med} + H_{min})$	A/cm	3,96	8,69	19,19	12,88	25,6	119,8	212,33
$U_{mm} = 2(h_m + h_p)H_m$	A	111	243	537	361	716	3 354	5 945
$U_{m\delta mb} = \frac{2}{\mu_0} B_{max} \delta_{mb}$	A	191	296	349	332	372	442	473
$B_{j2} = \frac{\Phi_m}{2k_{gem} l_{j2} h_{j2}}$	T	0,61	0,945	1,114	1,05	1,18	1,40	1,5
H_{j2}	A/cm	3	5,2	7,03	6,3	8,08	14,9	22,7
$U_{mj2} = L_{j2} H_{j2}$	A	32	55	74	66	85	156	238
$U_{mR} = U_{mm} + U_{m\delta mb} + U_{mj2}$	A	334	594	960	759	1 173	3 952	6 656
$\Sigma U_{mi} = U_{m\delta j1} + U_{mR}$	A	3 579	5 690	7 110	6 505	7 865	13 271	17 520

Tabelul 14.2 (continuare)

	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Motor	$\Phi_{\sim} = \Phi/\Phi_{0N}$	u.r.	0,55	0,85	1	—	1,055	1,23	1,3
	$\Phi_m = \Phi_m/\Phi_{0N}$	u.r.	0,6	0,94	1,11	—	1,17	1,39	1,49
	$\Phi_{\sigma} = \Phi_{\sigma}/\Phi_{0N}$	u.r.	0,057	0,09	0,11	—	0,12	0,166	0,194
	$\Sigma U_{mi} = \Sigma U_{mi}/U_{m0N}$	u.r.	0,503	0,8	1	—	1,106	1,866	2,46
	$U_{m\delta j1} = U_{m\delta j1}/U_{m0N}$	u.r.	0,456	0,716	0,864	—	0,941	1,31	1,527
	$U_{mR} = U_{mR}/U_{m0N}$	u.r.	0,046	0,083	0,135	—	0,164	0,555	0,936
Generator	$\Phi_{\sim} = \Phi/\Phi_{0N}$	u.r.	0,576	0,89	—	1	1,105	1,29	1,36
	$\Phi_m = \Phi_m/\Phi_{0N}$	u.r.	0,635	0,986	—	1,101	1,23	1,463	1,566
	$\Phi_{\sigma} = \Phi_{\sigma}/\Phi_{0N}$	u.r.	0,06	0,095	—	0,101	0,125	0,174	0,203
	$\Sigma U_{mi} = \Sigma U_{mi}/U_{m0N}$	u.r.	0,55	0,874	—	1	1,21	2,04	2,7
	$U_{m\delta j1} = U_{m\delta j1}/U_{m0N}$	u.r.	0,498	0,783	—	0,883	1,028	1,432	1,67
	$U_{mR} = U_{mR}/U_{m0N}$	u.r.	0,051	0,091	—	0,116	0,18	0,6	1,023

B. Solenația de excitație la sarcină nominală

Se determină cu metoda caracteristicilor magnetice parțiale, conform indicațiilor de la par. 13.9.2 B 1. și cu ajutorul caracteristicilor magnetice din figura 14.2, *a* și *b*.

Astfel, raportul de saturație, conform relației (13.108), este

$$\frac{U'_{m\delta a/1}}{U'_{m\delta}} = \frac{PP'}{PI'} = \frac{1}{0,94} = 1,06 \quad \left| \quad \frac{U'_{m\delta d/1}}{U'_{m\delta}} = \frac{0,9}{0,85} = 1,06 \quad (14.74)\right.$$

pentru care din figura 13.15, *b* (valorile cu $(\sim)$, deoarece $\delta_M/\delta = 2$) rezultă:

$$\begin{aligned} \tilde{k}_{sa} &= 0,978; \\ \tilde{k}_{sq} &= 0,9; \\ \tilde{k}_1 &= 0,00105. \end{aligned} \quad (14.74, a)$$

Solenația de reacție a indusului în u.r., conform relației (13.109, *a*), este

$$\tilde{F}_a = \frac{F_a}{U_{m\delta N}} = \frac{8\,871}{6\,505} = 1,36 \text{ u.r.} \quad \left| \quad \tilde{F}_a = \frac{9\,120}{7\,110} = 1,28 \text{ u.r.}\right.$$

unde din tabelul 14.2, pentru U_{INC} și U_{INM} rezultă

$$U_{m\delta N} = 6\,505 \text{ A.} \quad \left| \quad U_{m\delta N} = 7\,110 \text{ A.}\right.$$

Solenația transversală, cu influența saturației magnetice, conform relației (13.109) este

$$\tilde{k}_{sq}k_{aq}\tilde{F}_a = 0,9 \cdot 0,4 \cdot 1,36 = 0,49 \text{ u.r.} \quad \left| \quad \tilde{k}_{sq}k_{aq}\tilde{F}_a = 0,9 \cdot 0,4 \cdot 1,28 = 0,46 \text{ u.r.} \quad (14.75)\right.$$

pentru care din figura 14.2, *a* (pentru generator) și figura 14.2, *b* (pentru motor) rezultă

$$\tilde{E}_{q0} = 0,57 \text{ u.r.} \quad \left| \quad \tilde{E}_{q0} = 0,55 \text{ u.r.} \quad (14.75, a)\right.$$

După determinarea direcției axei transversale (*q*) rezultă

$$\psi = 56^\circ. \quad \left| \quad \psi = 50^\circ.\right.$$

Solenația „eficientă” de reacție a indusului care ține cont de efectul demagnetizant al componentelor longitudinală și transversală, conform relației (13.107)

$$\begin{aligned} \tilde{F}_{aaq} &= \tilde{k}_{sa}k_{sa}\tilde{F}_a \sin \psi + \\ &+ \tilde{k}_1 \frac{\tilde{F}_a}{\delta} \cos \psi = \\ &= 0,978 \cdot 0,875 \cdot 1,36 \sin 56^\circ + \\ &+ 0,00105 \cdot \frac{28,2}{0,4} \cdot 1,36 \cos 56^\circ = 1,03 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad \left| \quad \begin{aligned} \tilde{F}_{aaq} &= 0,978 \cdot 0,875 \cdot 1,28 \sin 50^\circ + \\ &+ 0,00105 \cdot \frac{28,2}{0,4} \cdot 1,28 \cos 50^\circ = \\ &= 0,9 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad (14.76)\right.$$

Din construcția grafică, parcurgînd toate etapele indicate de relațiile (13.111...13.115), rezultă solenația de excitație la sarcină nominală, în u.r.

$$\overline{OK} = \tilde{F}_{eN} = 2,15 \text{ u.r.} \quad \left| \quad \overline{OK} = \tilde{F}_{eN} = 1,9 \text{ u.r.} \quad (14.77)\right.$$

După majorarea cu $4 \div 6\%$, rezultă conform relației (13.115, *a*)

$$\begin{aligned} \tilde{F}_{eN} &= (1,04 \div 1,06)\tilde{F}_{eN} = \\ &= (1,04 \div 1,06) \cdot 2,15 = \\ &= (2,23 \div 2,28) \text{ u.r.} \end{aligned} \quad \left| \quad \begin{aligned} \tilde{F}_{eN} &= (1,04 \div 1,06) \cdot 1,9 = \\ &= (1,97 \div 2,014) \text{ u.r.} \end{aligned} \quad (14.77, a)\right.$$

Solenația de excitație la sarcină nominală, în A, conform relației (13.115, *b*) este

$$\begin{aligned} F_{eN} = \tilde{F}_{eN} U_{m\delta N} &= (2,23 \div 2,28) \cdot 6\,505 = \\ &= 14\,506 \div 14\,831 \text{ A.} \end{aligned} \quad \left| \quad \begin{aligned} F_{eN} &= (1,97 \div 2,014) \cdot 7\,110 = \\ &= 14\,006 \div 14\,320 \text{ A.} \end{aligned} \quad (14.77, b)\right.$$

Se ia pentru ambele regimuri

$$F_{eN} = 14\,500 \text{ A.} \quad (14.77, c)$$

Căderea de tensiune, în procente, conform relației (13.116)

$$\begin{aligned} \Delta U &= \frac{\overline{KH} - \overline{KG}}{\overline{KG}} \cdot 100 = \\ &= \frac{1,3 - 1}{1} \cdot 100 = 30\%. \end{aligned} \quad \left| \quad \begin{aligned} \Delta U &= \frac{1,24 - 1}{1} \cdot 100 = 24\%. \end{aligned} \quad (14.78)\right.$$

14.9. CALCULUL ÎNFĂȘURĂRII DE EXCITAȚIE

— *Secțiunea conductorului înfășurării de excitație, considerînd că toate bobinele sînt în serie, conform relației (13.123) este*

$$s_{re} = 1,1 \rho_{\Phi} \frac{p F_{eN} l_{med}}{U_e} = 1,1 \cdot 0,0265 \cdot \frac{3 \cdot 14\,500 \cdot 1,43}{50} = 36,26 \text{ mm}^2 \quad (14.79)$$

unde:

$$U_e = 50 \text{ V, stabilită conform relației (13.121).}$$

Pentru determinarea lungimii medii a spirii, considerînd forma bobinei ca în figura 13.21, *c*, se stabilesc:

$$\Delta_p = 20 \text{ mm};$$

$$l_m = l_m + 2\Delta_p = 59 + 2 \cdot 2 = 63 \text{ cm};$$

$$b \approx (1 \div 1,1) \frac{b_p - b_m}{2} = (1 \div 1,1) \cdot \frac{19,7 - 9}{2} = 5,35 \div 5,87 \text{ cm.}$$

În cadrul acestor limite ale lățimii conductorului (bobinei), considerînd bobina din conductor (bară) îndoit pe muchie, se observă că în STAS 2873/1-86 (anexa 7, tabelul 7-I), lățimea conductorului între 53 și 58 mm, pentru secțiunea calculată nu există.

Din această cauză se va adopta lăţimea conductorului $b = 16$ mm, urmînd ca bobina să fie construită din două semibobine concentrice, ceea ce înseamnă că aşezarea conductoarelor pe înălţimea polului se face în două straturi, ca în figura 13.21, d. Lungimea medie a spirei înfăşurării de excitaţie, conform desenului din figura 13.21, c şi relaţiei (13.124, b), însă pentru $b_1 = 2b + 2$ mm = $2 \cdot 16 + 2 = 34$ mm, este

$$l_{med} = 2(l_m - 2b') + \pi(b_m + 2\delta_{iz} + 0,1b_1) = \\ = 2(59 - 2 \cdot 1,5) + \pi(9 + 2 \cdot 0,25 + 0,1 \cdot 3,4) = 143 \text{ cm} = 1,43 \text{ m}, \quad (14.80)$$

în care, constructiv (din desenul la scară), se adoptă

$$b' = 15 \text{ mm} = 1,5 \text{ cm};$$

$$\delta_{iz} = 0,25 \text{ cm}.$$

Din STAS 2873/1-86 (anexa 7), se ia conductorul din cupru electrolitic în stare moale

$$\text{Sîrmă O}-2,24 \times 16 \text{ STAS 2873/1-86} = 35,5 \text{ mm}^2.$$

Din figura 13.21, c rezultă că raza de îndoire pe muchie a conductorului va fi

$$R = \frac{b_m}{2} + \delta_{iz} = \frac{9}{2} + 0,25 = 4,75 \text{ cm}. \quad (14.81)$$

Verificarea razei conform relaţiei (7.94), pentru posibilitatea îndoirii pe muchie (adică $R \geq R_c$)

$$R_c = 0,05 \frac{b^2}{a} = 0,05 \cdot \frac{16^2}{2,24} = 5,72 \text{ mm} < R = 4,75 \text{ cm}.$$

Deoarece $R_c < R$, rezultă că acest conductor se poate îndoi pe muchie, mai ales că această rază R este pentru bobina interioară.

Lungimea medie a spirei, valoare definitivă, rămîne cea calculată mai sus cu relaţia (14.80).

— Curentul de excitaţie, conform relaţiei (13.125)

$$I_e = s_{ce} J_e = 35,5 \cdot 3,25 = 115 \text{ A} \quad (14.82)$$

în care, conform par. 13.3.1 B, se adoptă

$$J_e = 3,25 \text{ A/mm}^2.$$

— Numărul de spire pe pol, conform relaţiei (13.125, a)

$$w_e = \frac{F_{eN}}{2I_e} = \frac{14 \cdot 500}{2 \cdot 115} = 63,04. \quad (14.83)$$

Fiind o bobină în două straturi (din două semibobine concentrice) este indicat ca numărul de spire pe pol w_e să fie număr întreg par pentru ca semi-

bobinele să aibă aceeaşi înălţime. De aceea, se va lua $w_e = 64$ spire/pol, adică fiecare semibobină va avea cîte 32 spire, pentru care cu relaţia (13.125, c) rezultă

$$I_{eN} = \frac{F_{eN}}{2w_e} = \frac{14 \cdot 500}{2 \cdot 64} = 113 \text{ A}. \quad (14.84)$$

Curentul de excitaţie la funcţionarea în gol, conform relaţiei (13.125, e)

$$I_{e0} = \frac{U_{m0N}}{2w_e} = \frac{6 \cdot 505}{2 \cdot 64} = 51 \text{ A}. \quad \left| \quad I_{e0} = \frac{7 \cdot 110}{2 \cdot 64} = 55,5 \text{ A}. \quad (14.84, a)$$

Construind la scară bobina de excitaţie (v. secţiunea transversală din ansamblul general — fig. 14.3), reiese grosimea considerată a bobinei b_e şi deci aceeaşi lungime medie a spirei.

— Rezistenţa înfăşurării de excitaţie, conform relaţiei (13.127, a)

$$R_{e0} = \rho_{\Phi} \frac{2\pi w_e l_{med}}{s_{1e}} = 0,0265 \cdot \frac{2 \cdot 3 \cdot 64 \cdot 1,43}{35,5} = 0,41 \Omega. \quad (14.85)$$

— Verificarea tensiunii de excitaţie, cu relaţia (13.127)

$$U_e = R_{e0} I_{eN} = 0,41 \cdot 113 = 46,5 \text{ V}. \quad (14.86)$$

— Tensiunea nominală de excitaţie, conform relaţiei (13.127, b)

$$U_{eN} = U_e + \Delta U_{pe} = 46,5 + 3 = 49,5 \text{ V}. \quad (14.86, a)$$

Tensiunea de excitaţie la funcţionarea în gol, conform relaţiei (13.127, c), ţinînd cont şi de relaţia (13.127, d), este

$$U_{e0N} = U_{e0} + \Delta U_{pe} = R_{e0} I_{e0} + \left| \quad U_{e0N} = 0,75 \cdot 0,41 \cdot 55,5 + 3 = \right. \\ \left. + \Delta U_{pe} = 0,75 \cdot 0,41 \cdot 51 + 3 \approx 18,5 \text{ V}. \quad \right| \quad = 20 \text{ V}. \quad (14.86, b)$$

— Puterea de excitaţie nominală, conform relaţiei (13.128)

$$P_{eN} = U_{eN} I_{eN} = 49,5 \cdot 113 = 5 \cdot 635 \text{ W} = 5,635 \text{ kW}. \quad (14.87)$$

Înălţimea exactă (definitivă) a polului. Distanţa de izolaţie Δ dintre bobinele de excitaţie (v. fig. 13.5, d) s-a realizat prin frezarea bobinelor la bază cca. 5 mm şi ajustarea bavurilor rezultate (vezi fig. 14.3, secţiunea transversală).

Izolaţia între spirele bobinei de excitaţie este din folie de micafoliu P 717 cu grosimea de 0,3 mm. Primele şi ultimele două spire se izolează suplimentar cu micabandă pe sticlă $0,15 \times 20$ mm, un strat $1/2$ suprapus + un strat cap la cap bandă de contracţie $0,2 \times 20$ mm. Consolidarea bobinei pe pol se face cu liatex gros de 1 mm (jos şi sus) peste ramele izolante care sînt din sticlotexolit gros de 2 mm (jos şi sus).

Calculînd înălţimea bobinei şi efectuînd, la scară, construcţia polului bobinat rezultă

$$h_m = 93,6 \text{ mm} \approx 9,5 \text{ cm},$$

valoare apropiată de cea estimată iniţial: $h_m = 10$ cm (v. rel. 14.42).

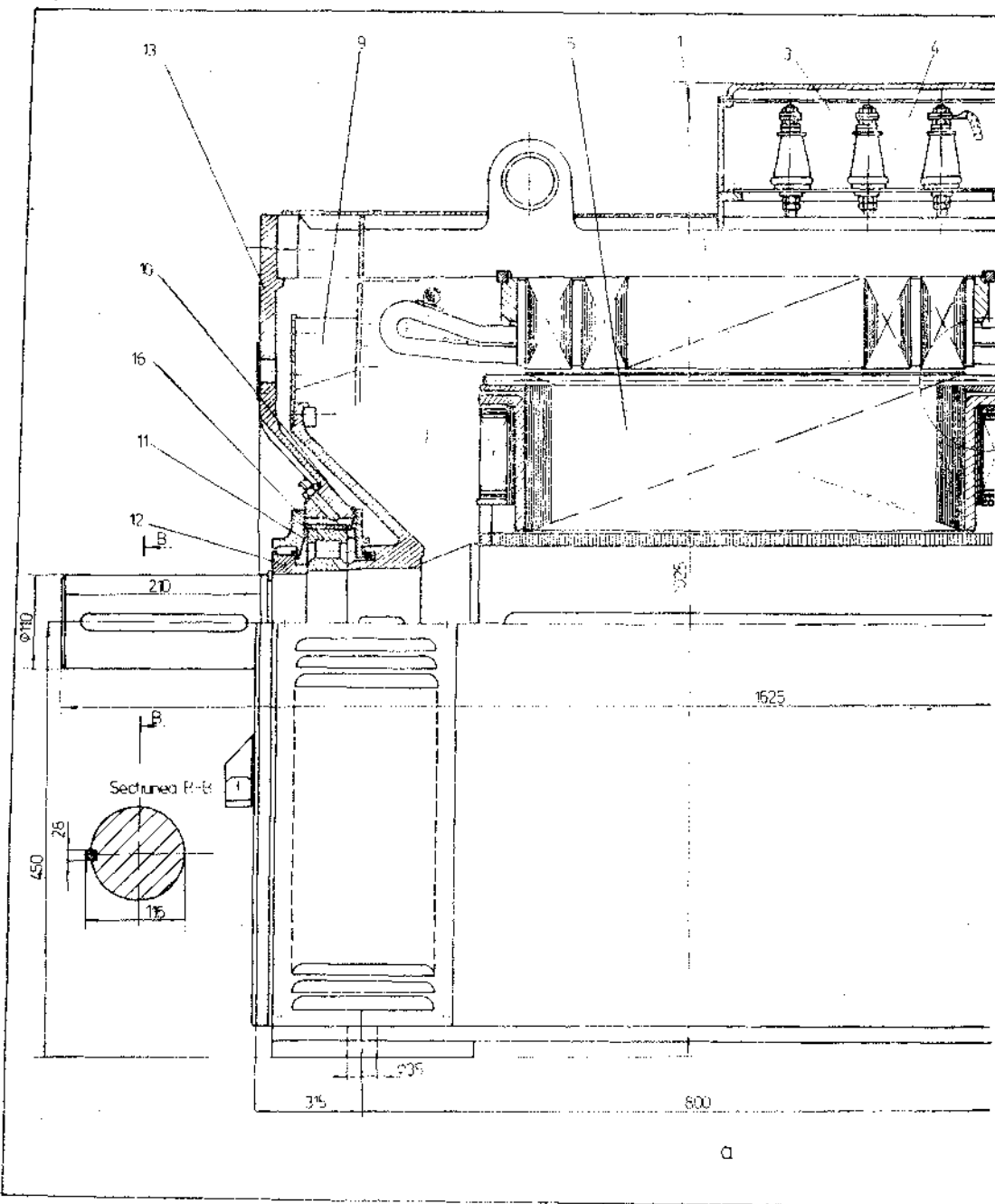
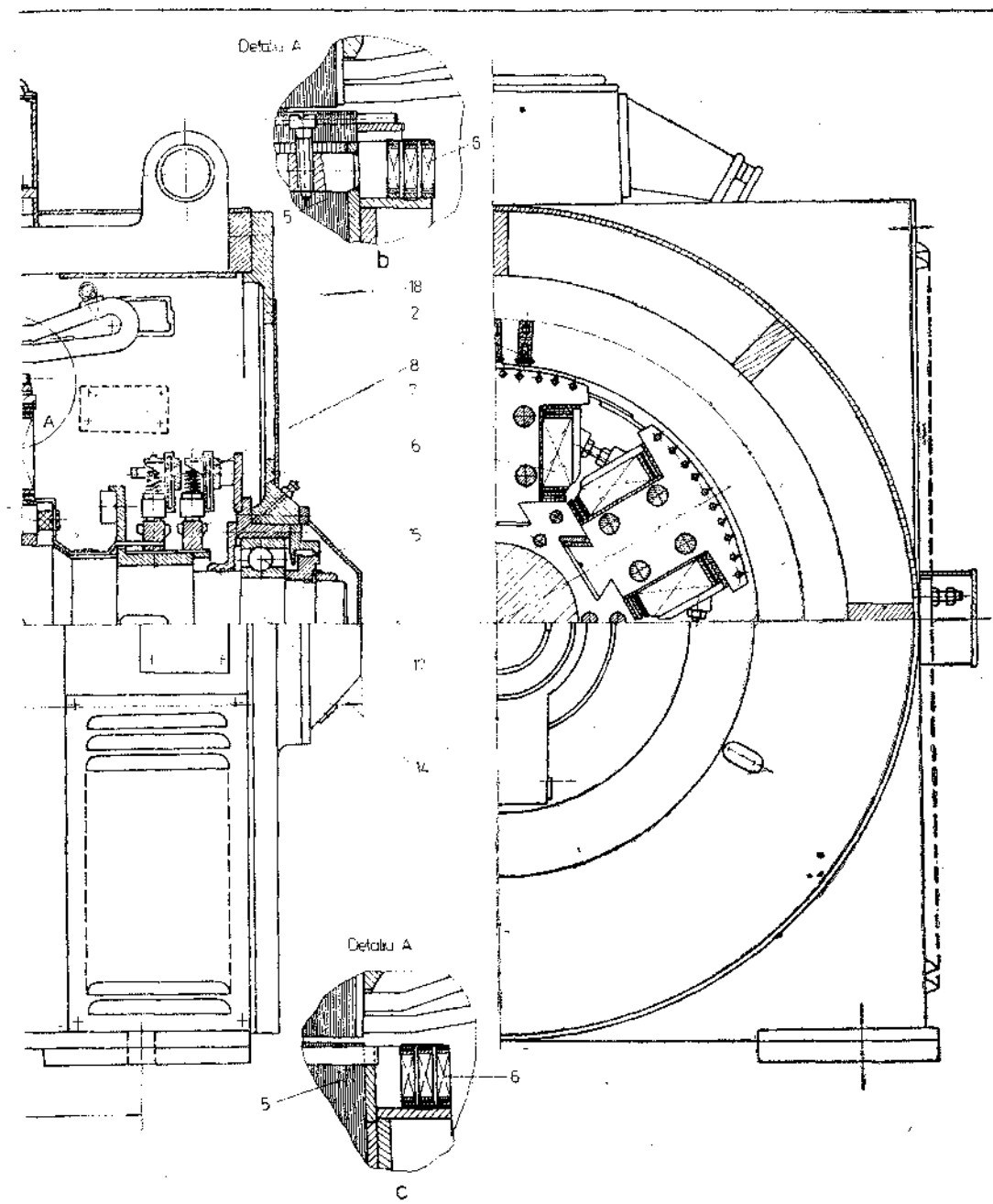


Fig. 14.3. Ansamblul general al mașinilor sincrone de 440 kVA/400 kW ; 6,3/6 kV ; 1 000 rot/min : a — cu blul stator ; 2 — ansamblul înfășurare stator ; 3 — placă de borne stator ; 4 — cutie de borne stator ; 5 — colectoare ; 8 — portperii ; 9 — ventilator ; 10 — căpăcel interior parte tracțiune ; 11 — căpăcel exterior inele ; 15 — capac ; 16 — rulment parte tracțiune (cu role) ; 17 — rulmen



rotorul cu poli aparenti ; b — cu rotorul în variantă combinată ; c — cu rotorul cu ploi înecați ; 1 — ansamblul miez magnetice rotor (la poli aparenti : poli+jug rotor) ; 6 — înfășurarea rotorului ; 7 — inele parte tracțiune ; 12 — inel regulator vaselină ; 13 — scut parte tracțiune ; 14 — căpăcel interior parte opusă tracțiun (cu bile) ; 18 — scut parte opusă tracțiunii.

14.10. PARAMETRII ÎNFĂȘURĂRII ROTORULUI ÎN REGIM STAȚIONAR

14.10.1. PARAMETRII ÎNFĂȘURĂRII DE EXCITAȚIE

A. Rezistența înfășurării de excitație

Se calculează conform relației (13.131)

$$r_e = \rho_s \frac{k_{ad}^2}{\pi^2} \frac{F_a}{f_1 \Phi_{1N}} \frac{l_{mes}}{w_c s_{ie}} (k_{de} + 1) =$$

$$= 0,0246 \cdot \frac{0,875^2}{\pi^2} \cdot \frac{8871}{50 \cdot 6,7 \cdot 10^{-2}} \cdot \frac{1,43}{64 \cdot 35,5} \cdot (10 + 1) \approx 0,0032 \text{ u.r.}$$

unde

$$k_{de} = 0.$$

unde

$$k_{de} = 10.$$

B. Reactanțele înfășurării de excitație

-- Reactanța totală a înfășurării de excitație, conform relației (13.133)

$$x_e = \frac{\mu_0 F_a l_i}{\Phi_{1N}} \frac{8}{\pi} k_{ad}^2 \lambda_{es} + \frac{\sqrt{2} k_{ad} x_{ad}}{k_B} =$$

$$= \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 8871 \cdot 0,525}{6,7 \cdot 10^{-2}} \cdot \frac{8}{\pi} \cdot 0,875^2 \cdot 0,861 + \frac{\sqrt{2} \cdot 0,875}{1,14} \cdot 1,31 = 1,568 \text{ u.r.}$$

în care :

$$\lambda_{es} = \lambda_{ml} + \lambda_{pl} = 0,307 + 0,554 = 0,861 \quad (14.89, a)$$

unde conform relațiilor (13.133, a și b) :

$$\lambda_{ml} = 0,29 \frac{h_m}{c_m} + 0,112 \frac{b_m}{l_m} = \frac{0,29 \cdot 9,5}{10} + \frac{0,112 \cdot 9}{59} = 0,307 ;$$

$$\lambda_{pl} = 1,12 \left(\frac{b_p + \delta - \frac{b_p^2}{4D}}{c_p} - 0,25 \right) + 0,44 \left(\frac{b_p - b_m}{2c_p} + 0,2 \right) -$$

$$- 0,32 \left(\frac{b_p - b_m}{2c_p} - 0,5 \right)^2 = 1,12 \cdot \left(\frac{4 + 0,4 - \frac{19,7^2}{4 \cdot 54}}{6,83} - 0,25 \right) +$$

$$+ 0,44 \cdot \left(\frac{19,7 - 9}{2 \cdot 6,83} + 0,2 \right) - 0,32 \cdot \left(\frac{19,7 - 9}{2 \cdot 6,83} - 0,5 \right)^2 = 0,554. \quad (14.89, b)$$

-- Reactanța de scăpări a înfășurării de excitație

$$x_{ae} = x_e - x_{ad} = 1,568 - 1,31 = 0,258 \text{ u.r.} \quad \left| \quad x_{se} = 1,533 - 1,28 = 0,253 \text{ u.r.} \right. \quad (14.90)$$

14.10.2. PARAMETRII ÎNFĂȘURĂRII DE AMORTIZARE

A. Rezistențele înfășurării de amortizare

a) Rezistența după axa longitudinală, pentru inelul de scurtcircuitare complet, conform relației (13.138), este

$$r_a = \rho_{Cu} \frac{F_a}{2f_1 \Phi_{1N}} \left(\frac{k_r k_b l_b}{s_a} + \frac{k_i \tau C_d}{s_i} \right) \frac{1}{4C_D} =$$

$$= 0,0246 \cdot \frac{8871}{2 \cdot 50 \cdot 6,7 \cdot 10^{-2}} \cdot \left(\frac{1 \cdot 1 \cdot 0,63}{50,24} + \frac{1 \cdot 0,282 \cdot 1,3}{239} \right) \cdot \frac{1}{4 \cdot 1,3} = 0,088 \text{ u.r.}$$

unde, pentru o înfășurare conform figurii 13.5, d, din figura 13.23, a și 13.24, a, pentru $n_a = 10$ și unghiul 2β dat de relația (13.138, b)

$$2\beta = \frac{(n_a - 1)\alpha_a}{\tau} \cdot 180^\circ = 100,53^\circ$$

rezultă :

$$C_d = 1,3$$

$$C_D = 1,3$$

iar ceilalți termeni au valorile :

$$k_r = 1, \text{ pentru bare cu } d_a = 8 \text{ mm ;}$$

$$k_i = 1 ;$$

$$k_b = 1, \text{ pentru bare de cupru ;} \quad \left| \quad k_b = 4, \text{ pentru bare de alamă ;} \right.$$

$$l_b = l_m + \text{lățimea inelului} = 59 + 4 = 63 \text{ m.}$$

b) Rezistența după axa transversală, pentru inelul de scurtcircuitare complet, conform relației (13.139), este

$$r_a = \rho_{Cu} \frac{F_a}{2f_1 \Phi_{1N}} \left(\frac{k_r k_b l_b}{s_a} + \frac{k_i \tau C_d}{s_i} \right) \frac{1}{4C_D} =$$

$$= 0,0246 \cdot \frac{8871}{2 \cdot 50 \cdot 6,7 \cdot 10^{-2}} \cdot \left(\frac{1 \cdot 1 \cdot 0,63}{50,24} + \frac{1 \cdot 0,282 \cdot 3}{239} \right) \cdot \frac{1}{4 \cdot 3,6} = 0,036 \text{ u.r.}$$

unde, pentru $n_a = 10$ și $2\beta = 100,53^\circ$, din figura 13.23, b și 13.24, b rezultă :

$$C_q = 3;$$

$$C_o = 3,6.$$

B. Reactanțele de scăpări ale înfășurării de amortizare

a) *Reactanța de scăpări după axa longitudinală, pentru inelul de scurt-circuitare complet, conform relației (13.141), este*

$$\begin{aligned} x_{od} &= \frac{\pi \mu_0 F_a}{\Phi_{IN}} [I_{Fe2}(\lambda_{ca} + \lambda_{da}) + \\ &+ \lambda_{fa} \tau C_d] \frac{1}{4C_p} + \sigma_{ad} x_{ad} = \\ &= \frac{\pi \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 8871}{6,7 \cdot 10^{-2}} \cdot [0,59(1,628 + \\ &+ 0) + 0,3 \cdot 0,282 \cdot 1,3] \cdot \frac{1}{4 \cdot 1,3} = \\ &= 0,108 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad \begin{aligned} x_{od} &= \frac{\pi \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 9120}{7 \cdot 10^{-2}} \cdot [0,59 \cdot 1,628 + \\ &+ 0,3 \cdot 0,282 \cdot 1,3] \cdot \frac{1}{4 \cdot 1,3} = 0,105 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad (14.93)$$

unde, conform relațiilor (13.141, a), (13.141, c), (13.141, d) și (13.141, f) rezultă :

$$\lambda_{ca} = \left(0,875 - \frac{b_o}{2d_o}\right) + \frac{l_o}{b_o} = \left(0,875 - \frac{2,5}{2 \cdot 8}\right) + \frac{2,5}{2,5} = 1,628; \quad (14.93, a)$$

$$\lambda_{da} \approx 0;$$

$$\lambda_{fa} = 0,3;$$

$$\sigma_{ad} \approx 0$$

deoarece înfășurarea de excitație nu este deschisă (la pornire ca motor este închisă pe rezistența de descărcare, iar la funcționare ca motor și generator pe sursa excitației).

b) *Reactanța de scăpări după axa transversală, pentru cazul inelelor de scurtcircuitare complete, conform relației (13.142), este*

$$\begin{aligned} x_{oq} &= \frac{\pi \mu_0 F_a}{\Phi_{IN}} [I_{Fe2}(\lambda_{ca} + \lambda_{da}) + \\ &+ \lambda_{fa} \tau C_q] \frac{1}{4C_q} + \sigma_{aq} x_{aq} = \\ &= \frac{\pi \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 8871}{6,7 \cdot 10^{-2}} \cdot [0,59 \cdot 1,628 + \\ &+ 0,3 \cdot 0,282 \cdot 3] \cdot \frac{1}{4 \cdot 3,6} + 0,01 \cdot 0,705 = \\ &= 0,051 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad \begin{aligned} x_{oq} &= \frac{\pi \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 9120}{7 \cdot 10^{-2}} \cdot [0,59 \cdot 1,628 + \\ &+ 0,3 \cdot 0,282 \cdot 3] \cdot \frac{1}{4 \cdot 3,6} + \\ &+ 0,01 \cdot 0,69 = 0,05 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad (14.94)$$

unde din figura 13.25, b rezultă

$$\sigma_{aq} = 0,01.$$

14.11. PARAMETRII ȘI CONSTANTELE DE TIMP ALE REGIMULUI TRANZITORIU

14.11.1. PARAMETRII ÎN REGIM TRANZITORIU

a) *Reactanța tranzitorie longitudinală, conform relației (13.144)*

$$\begin{aligned} x'_d &= x_{o1} + \frac{1}{\frac{1}{x_{od}} + \frac{1}{x_{oe}}} = \\ &= 0,088 + \frac{1}{\frac{1}{1,31} + \frac{1}{0,258}} = 0,303 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad \begin{aligned} x'_d &= 0,087 + \frac{1}{\frac{1}{1,28} + \frac{1}{0,253}} = \\ &= 0,298 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad (14.95)$$

b) *Reactanța tranzitorie transversală, conform relației (13.144, a)*

$$x'_q \approx x_q = 0,8 \text{ u.r.} \quad | \quad x'_q = 0,78 \text{ u.r.} \quad (14.95, a)$$

c) *Reactanța supratranzitorie longitudinală, conform relației (13.145)*

$$\begin{aligned} x''_d &= x_{o1} + \frac{1}{\frac{1}{x_{od}} + \frac{1}{x_{oe}} + \frac{1}{x_{od}}} = \\ &= 0,088 + \frac{1}{\frac{1}{1,31} + \frac{1}{0,258} + \frac{1}{0,108}} = \\ &= 0,16 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad \begin{aligned} x''_d &= 0,087 + \frac{1}{\frac{1}{1,28} + \frac{1}{0,253} + \frac{1}{0,105}} = \\ &= 0,157 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad (14.96)$$

d) *Reactanța supratranzitorie transversală, conform relației (13.145, a)*

$$\begin{aligned} x''_q &= x_{o1} + \frac{1}{\frac{1}{x_{oq}} + \frac{1}{x_{oq}}} = 0,088 + \\ &+ \frac{1}{\frac{1}{0,705} + \frac{1}{0,051}} = 0,135 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad \begin{aligned} x''_q &= 0,087 + \frac{1}{\frac{1}{0,69} + \frac{1}{0,05}} = \\ &= 0,133 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad (14.96, a)$$

e) *Reactanța inversă, conform relației (13.147), cînd reactanța exterioară este mare*

$$\begin{aligned} x_2 &= \frac{x'_d + x''_q}{2} = \frac{0,16 + 0,135}{2} = \\ &= 0,147 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad \begin{aligned} x_2 &= \frac{0,157 + 0,133}{2} = 0,145 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad (14.97)$$

Dacă reactanța exterioară ar fi mică (scurtcircuitul s-ar produce la bornele mașinii), atunci conform relației (13.147, a)

$$\begin{aligned} x_2 &= \sqrt{x'_d x''_q} = \sqrt{0,16 \cdot 0,135} = \\ &= 0,147 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad \begin{aligned} x_2 &= \sqrt{0,157 \cdot 0,133} = 0,145 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad (14.97, a)$$

După cum se observă, x_2 este același în ambele cazuri.

14.11.2. CONSTANTELE DE TIMP ALE REGIMULUI TRANZITORIU

a) Constanta de timp a înfășurării de excitație, conform relației (13.148)

$$T_e = \frac{x_e}{r_e} = \frac{1,568}{0,0032} = 490 \text{ rad.}$$

sau

$$T_e = \frac{x_e}{2\pi f_1 r_e} = \frac{1,568}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0,0032} = 1,55 \text{ s.}$$

$$T_e = \frac{1,533}{0,035} = 43,8 \text{ rad.}$$

$$T_e = \frac{1,533}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0,035} = 0,139 \text{ s.}$$
(14.98)

b) Constanta de timp a curenților tranzitorii din stator și rotor, conform relației (13.149)

$$T'_d = T_e \frac{x'_d}{x_d} = 1,55 \cdot \frac{0,303}{1,4} = 0,335 \text{ s.}$$

$$T'_d = 0,139 \cdot \frac{0,298}{1,37} = 0,0302 \text{ s.}$$
(14.99)

c) Constanta de timp a înfășurării de amortizare după axa longitudinală, conform relației (13.150)

$$T''_{ad} = \frac{x'_{ad}}{\omega r_d} = \frac{0,323}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0,088} = 0,0117 \text{ s.}$$

$$T''_{ad} = \frac{0,316}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0,31} = 0,00324 \text{ s.}$$
(14.100)

unde, conform relației (13.150, a)

$$x'_{ad} = x_{ad} + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{oe}}} = 0,108 + \frac{1}{\frac{1}{1,31} + \frac{1}{0,258}} = 0,323 \text{ u.r.}$$

$$x'_{ad} = 0,105 + \frac{1}{\frac{1}{1,28} + \frac{1}{0,253}} = 0,316 \text{ u.r.}$$
(14.100, a)

d) Constanta de timp a curenților supratranzitorii (sau subtranzitorii), conform relației (13.151)

$$T''_d = T'_{ad} \frac{x''_d}{x'_d} = 0,0117 \cdot \frac{0,16}{0,303} = 0,0062 \text{ s.}$$

$$T''_d = 0,00324 \cdot \frac{0,157}{0,298} = 0,0017 \text{ s.}$$
(14.101)

e) Constanta de timp a înfășurării statorului, conform relației (13.152)

$$T_a = \frac{x_2}{\omega r_1} = \frac{0,147}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0,0256} = 0,0182 \text{ s.}$$

$$T_a = \frac{0,145}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0,246} = 0,0187 \text{ s.}$$
(14.102)

14.12. CURENȚII DE SCURT-CIRCUIT

14.12.1. CURENȚII DE SCURT-CIRCUIT TRIFAZAT SIMETRIC

— Curentul permanent (staționar) de scurtcircuit, conform relației (13.153)

$$I_a = \frac{1}{x_d} = \frac{1}{1,4} = 0,714 \text{ u.r.}$$

$$I_a = \frac{1}{1,37} = 0,73 \text{ u.r.}$$

sau

$$I_a = I_a I_N = 0,714 \cdot 40,32 = 28,8 \text{ A.}$$

$$I_a = 0,73 \cdot 45,6 = 33,3 \text{ A.}$$
(14.103)

— Curentul tranzitoriu de scurtcircuit, conform relației (13.153, a)

$$I'_a = \frac{1}{x'_d} = \frac{1}{0,303} = 3,3 \text{ u.r.}$$

$$I'_a = \frac{1}{0,298} = 3,35 \text{ u.r.}$$

sau

$$I'_a = I'_a I_N = 3,3 \cdot 40,32 = 133 \text{ A.}$$

$$I'_a = 3,35 \cdot 45,6 = 152,7 \text{ A.}$$
(14.103, a)

— Curentul supratranzitoriu de scurtcircuit, conform relației (13.153, b)

$$I''_a = \frac{1}{x''_d} = \frac{1}{0,16} = 6,25 \text{ u.r.}$$

$$I''_a = \frac{1}{0,157} = 6,37 \text{ u.r.}$$

sau

$$I''_a = I''_a I_N = 6,25 \cdot 40,32 = 252 \text{ A.}$$

$$I''_a = 6,37 \cdot 45,6 = 291 \text{ A.}$$
(14.103, b)

14.12.2. CURENȚII DE SCURT-CIRCUIT BIFAZAT

— Curentul permanent de scurtcircuit bifazat, conform relației (13.155)

$$I_{aII} = \frac{\sqrt{3}}{x_d + x_2} = \frac{\sqrt{3}}{1,4 + 0,147} = 1,12 \text{ u.r.}$$

$$I_{aII} = \frac{\sqrt{3}}{1,37 + 0,145} = 1,14 \text{ u.r.}$$

sau

$$I_{aII} = I_{aII} I_N = 1,12 \cdot 40,32 = 45,2 \text{ A.}$$

$$I_{aII} = 1,14 \cdot 45,6 = 52 \text{ A.}$$
(14.104)

— Curentul tranzitoriu de scurtcircuit bifazat, conform relației (13.155, a)

$$I'_{aII} = \frac{\sqrt{3}}{x'_d + x_2} = \frac{\sqrt{3}}{0,303 + 0,147} = 3,85 \text{ u.r.}$$

$$I'_{aII} = \frac{\sqrt{3}}{0,298 + 0,145} = 3,91 \text{ u.r.}$$

sau

$$I'_{aII} = I'_{aII} I_N = 3,85 \cdot 40,32 = 155 \text{ A.}$$

$$I'_{aII} = 3,91 \cdot 45,6 = 178 \text{ A.}$$
(14.104, a)

— Curentul supratranzitoriu de scurtcircuit bifazat, conform relației (13.155, b)

$$I''_{aII} = \frac{\sqrt{3}}{x''_d + x_2} = \frac{\sqrt{3}}{0,16 + 0,147} = 5,64 \text{ u.r.}$$

$$I''_{aII} = \frac{\sqrt{3}}{0,157 + 0,145} = 5,73 \text{ u.r.}$$

sau

$$I''_{aII} = I''_{aII} I_N = 5,64 \cdot 40,32 = 227 \text{ A.}$$

$$I''_{aII} = 5,73 \cdot 45,6 = 261 \text{ A.}$$
(14.104, b)

14.12.3. CURENȚII DE SCURT-CIRCUIT MONOFAZAT

— Curentul permanent de scurtcircuit monofazat, conform relației (13.156)

$$\underline{I}_{d1} = \frac{3}{x_d + x_2 + x_0} = \frac{3}{1,4 + 0,147 + 0,0853} = 1,84 \text{ u.r.}$$

$$\underline{I}_{d1} = \frac{3}{1,37 + 0,145 + 0,0847} = 1,88 \text{ u.r.} \quad (14.105)$$

sau

$$I_{d1} = \underline{I}_{d1} I_N = 1,84 \cdot 40,32 = 74 \text{ A.} \quad I_{d1} = 1,88 \cdot 45,6 = 85,6 \text{ A.}$$

— Curentul tranzitoriu de scurtcircuit monofazat, conform relației (13.156, a)

$$\underline{I}'_{d1} = \frac{3}{x'_d + x_2 + x_0} = \frac{3}{0,303 + 0,147 + 0,0853} = 5,6 \text{ u.r.}$$

$$\underline{I}'_{d1} = \frac{3}{0,298 + 0,145 + 0,0847} = 5,7 \text{ u.r.} \quad (14.105, a)$$

sau

$$I'_{d1} = \underline{I}'_{d1} I_N = 5,6 \cdot 40,32 = 226 \text{ A.} \quad I'_{d1} = 5,7 \cdot 45,6 = 260 \text{ A.}$$

— Curentul supratranzitoriu de scurtcircuit monofazat, conform relației (13.156, b)

$$\underline{I}''_{d1} = \frac{3}{x''_d + x_2 + x_0} = \frac{3}{0,16 + 0,147 + 0,0853} = 7,65 \text{ u.r.}$$

$$\underline{I}''_{d1} = \frac{3}{0,157 + 0,145 + 0,0847} = 7,75 \text{ u.r.} \quad (14.105, b)$$

sau

$$I''_{d1} = \underline{I}''_{d1} I_N = 7,65 \cdot 40,32 = 308 \text{ A.} \quad I''_{d1} = 7,75 \cdot 45,6 = 354 \text{ A.}$$

14.12.4. CURENȚUL MAXIM DE SCURT-CIRCUIT BRUSC (ȘOC)

Amplitudinea curentului de șoc, conform relației (13.157)

$$\underline{I}_{kmax} = \underline{I}_{șoc} = 1,8 \cdot \frac{1,05 \cdot \sqrt{2}}{x'_d} = 1,8 \cdot \frac{1,05 \cdot \sqrt{2}}{0,16} = 16,7 \text{ u.r.} < 21$$

$$\underline{I}_{kmax} = \underline{I}_{șoc} = 1,8 \cdot \frac{1,05 \cdot \sqrt{2}}{0,157} = 17 \text{ u.r.} < 21 \quad (14.106)$$

sau

$$I_{kmax} = \underline{I}_{șoc} I_N = 16,7 \cdot 40,32 = 674 \text{ A,} \quad I_{kmax} = 17 \cdot 45,6 = 775 \text{ A,}$$

valori care se încadrează în limitele impuse de STAS 1893/1-87.

14.12.5. RAPORTUL DE SCURT-CIRCUIT

— Curentul de excitație la funcționarea în gol s-a determinat anterior (v. rel. 14.84, a)

$$I_{e0} = 51 \text{ A.} \quad I_{e0} = 55,5 \text{ A.} \quad (14.107)$$

— Curentul de excitație la funcționarea în sarcină nominală, în unități relative, este dat de relația

$$\underline{I}_{eN} = \frac{I_{eN}}{I_{e0}} = \frac{113}{51} = 2,22 \text{ u.r.} \quad \underline{I}_{eN} = \frac{113}{55,5} = 2,04 \text{ u.r.} \quad (14.108)$$

— Curentul de scurtcircuit pentru excitația la funcționarea în gol, conform relației (13.158), adică raportul de scurtcircuit

$$\underline{I}_{k0} = \frac{E'_0}{x_d} = RSC = \frac{1,05}{1,4} = 0,753 \text{ u.r.} \quad \underline{I}_{k0} = \frac{1,1}{1,37} = 0,803 \text{ u.r.} \quad (14.109)$$

unde din figura 14.4, a, rezultă :

$$\text{pentru } \underline{I}_{e0} : E'_0 = 1,05 \text{ u.r.}$$

$$\text{pentru } \underline{I}_{eN} : E''_0 = 2,34 \text{ u.r.}$$

unde, din figura 14.4, b, rezultă :

$$E'_0 = 1,1 \text{ u.r. ;}$$

$$E''_0 = 2,25 \text{ u.r.}$$

— Curentul de scurtcircuit pentru excitația nominală, conform relației (13.158, a)

$$\underline{I}_{kN} = \frac{E''_0}{x_d} = \underline{I}_{k0} \underline{I}_{eN} = 0,753 \cdot 2,22 = 1,67 \text{ u.r.} \quad \underline{I}_{kN} = 0,803 \cdot 2,04 = 1,64 \text{ u.r.} \quad (14.110)$$

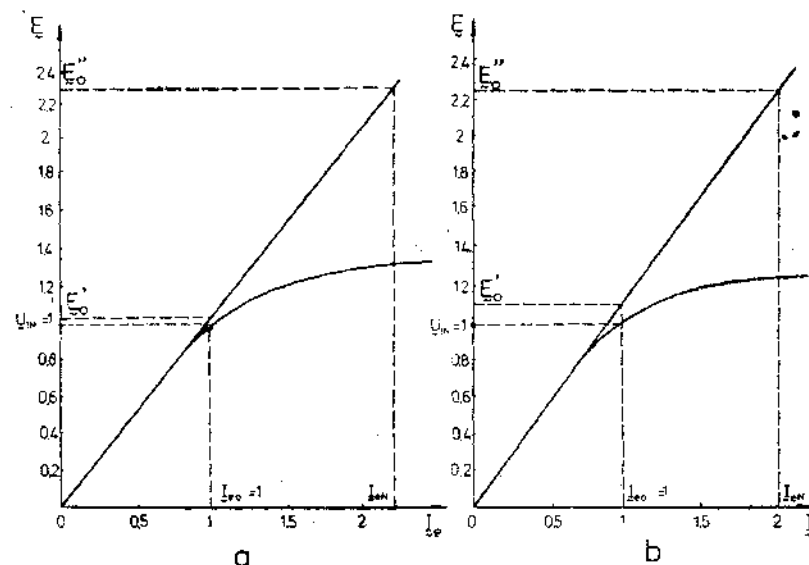


Fig. 14.4. Caracteristicile de funcționare în gol și determinarea curentului de scurtcircuit :

a — pentru generatorul de 440 kVA ; 6,3 kV ; 1 000 rot/min ; b. — pentru motorul de 400 kW ; 6 kV ; 1 000 rot/min.

14.13. CARACTERISTICILE MAȘINII SINCRONE

A. Căderea de tensiune ΔU %

Căderea de tensiune este determinată anterior (v. rel. 14.78)

$$\Delta U = 30\% \quad | \quad \Delta U = 24\% \quad (14.111)$$

B. Curenții de scurtcircuit

Sunt determinați în paragraful 14.12.

C. Capacitatea statică de suprasarcină

Conform relației (13.159)

$$k_M = \frac{I_{2N}}{\cos \varphi_N} k_2 = \frac{1,67}{0,8} \cdot 1,05 = 2,18 \text{ u.r.} \quad | \quad k_M = \frac{1,64}{0,9} \cdot 1,055 = 1,92 \text{ u.r.} \quad (14.112)$$

unde, conform figurii 13.27 pentru

$$\varepsilon_M = \frac{x_d - x_q}{x_d' x_q} = \frac{1,4 - 0,8}{2,34 \cdot 0,8} = 0,322 \quad | \quad \varepsilon_M = \frac{1,37 - 0,78}{2,25 \cdot 0,78} = 0,336$$

rezultă

$$k_2 = 1,05. \quad | \quad k_2 = 1,055.$$

Valorile lui $k_M = M_M/M_N$ sînt în limitele normale pentru aceste mașini.

D. Cuplul de rotație la scurtcircuit brusc

Conform relației (13.159, b)

$$M_{k3} = \frac{1,05^2}{x_d'} M_N = \frac{1,05^2}{0,16} \cdot 4 \cdot 200 = 28 \cdot 900 \text{ Nm} \quad | \quad M_{k3} = \frac{1,05^2}{0,157} \cdot 3 \cdot 820 = 26 \cdot 800 \text{ Nm} \quad (14.113)$$

unde, conform relației (13.159, c)

$$M_N = 9 \cdot 560 \frac{P_N}{n_1} = 9 \cdot 560 \cdot \frac{440}{1 \cdot 000} = 4 \cdot 200 \text{ Nm.} \quad | \quad M_N = 9 \cdot 560 \cdot \frac{400}{1 \cdot 000} = 3 \cdot 820 \text{ Nm.} \quad (14.113, a)$$

E. Pierderile și randamentul mașinii sincrone

Se determină conform capitolului 20.

1. Pierderile principale în fier

a) Pierderile principale în jugul statorului, conform relației (20.1) (în locul indicelui „s” — stator — se pune indicele „1”)

$$P_{j1} = k_j p_{j1} G_{j1} = 1,3 \cdot 5,18 \cdot 404 = 2,72 \text{ kW} \quad | \quad P_{j1} = 1,3 \cdot 5,4 \cdot 404 = 2,83 \text{ kW} \quad (14.114)$$

în care:

$$k_j = 1,3;$$

conform relației (20.1, b)

$$p_{j1} = p_{10/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,3} B_{j1}^2 = 2,4 \cdot \left(\frac{50}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,5^2 = 5,4 \text{ W/kg} \quad (14.114, a)$$

$$= 2,4 \cdot \left(\frac{50}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,47^2 = 5,18 \text{ W/kg}$$

unde:

$p_{10/50} = 2,4 \text{ W/kg}$ pentru tablă silicioasă laminată la rece cu cristale neorientate, de 0,5 mm grosime;

— masa fierului jugului, considerînd $\gamma_{Fe} = 7,8 \text{ kg/dm}^3$, conform relației (20.1, a)

$$G_{j1} = G_{Fej1} = \gamma_{Fe} \frac{\pi}{4} (D_{ej1}^2 - D_{ij1}^2) k_{Fe} l_{Fe} 10^{-3} = 7,8 \cdot \frac{\pi}{4} (74^2 - 63,5^2) \cdot 0,95 \cdot 48 \cdot 10^{-3} = 404 \text{ kg} \quad (14.114, b)$$

cu:

$$D_{ij1} = D + 2h_{e1} = 54 + 2 \cdot 4,75 = 63,5 \text{ cm};$$

$$D_{ej1} = D_e = 74 \text{ cm.}$$

b) Pierderile principale în dinții statorului, conform relației (20.2)

$$P_{d1} = k_d p_{d1} G_{d1} = 1,8 \cdot 4,97 \cdot 177 = 1,58 \text{ kW} \quad | \quad P_{d1} = 1,8 \cdot 5,25 \cdot 177 = 1,67 \text{ kW} \quad (14.115)$$

în care:

$$k_d = 1,8;$$

conform relației (20.2, b)

$$p_{d1} = p_{10/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,3} B_{d1med}^2 = 2,4 \cdot \left(\frac{50}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,48^2 = 5,25 \text{ W/kg}; \quad (14.115, a)$$

$$= 2,4 \cdot \left(\frac{50}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,44^2 = 4,97 \text{ W/kg};$$

conform relației (20.2, a)

$$G_{d1} = \gamma_{Fe} h_{e1} b_{d1med} l_{Fe} k_{Fe} Z_1 10^{-3} = 7,8 \cdot 4,75 \cdot 1,46 \cdot 48 \cdot 0,95 \cdot 72 \cdot 10^{-3} = 177 \text{ kg.} \quad (14.115, b)$$

c) Pierderile principale totale în fier

$$P_{\text{Fepr}} = P_{j1} + P_{a1} = 2,72 + 1,58 = 4,3 \text{ kW.} \quad P_{\text{Fepr}} = 2,83 + 1,67 = 4,5 \text{ kW.} \quad (14.116)$$

2. Pierderile suplimentare în fier la funcționarea în gol

a) Pierderile pe suprafața pieselor polare, conform relației (20.5) și pentru $\delta_M/\delta = 2$

$$P_{\text{supr}} = 0,5 \cdot 2p\tau\alpha_p l_p p_{\text{supr}} 10^{-4} = 0,5 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 28,2 \cdot 0,7 \cdot 59 \cdot 1 \cdot 177 \cdot 10^{-4} = 0,41 \text{ kW} \quad P_{\text{supr}} = 0,5 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 28,2 \cdot 0,7 \cdot 59 \cdot 1 \cdot 328 \cdot 10^{-4} = 0,46 \text{ kW} \quad (14.117)$$

în care, conform relației (20.5, a)

$$p_{\text{supr}} = k_0 \left(\frac{Z_1 n_1}{10 \ 000} \right)^{1,5} (10 B_0 l_1)^2 = 4,5 \cdot \left(\frac{72 \cdot 1 \ 000}{10 \ 000} \right)^{1,5} \cdot (10 \cdot 0,16 \cdot 2,35)^2 = 1 \ 177 \text{ W/m}^2 \quad p_{\text{supr}} = 4,5 \cdot \left(\frac{72 \cdot 1 \ 000}{10 \ 000} \right)^{1,5} \cdot (10 \cdot 0,17 \cdot 2,35)^2 = 1 \ 328 \text{ W/m}^2 \quad (14.117, a)$$

unde, conform tabelului 20.1, pentru tablă de oțel cu grosimea de 1 mm, din care se fac polii, rezultă

$$k_0 = 4,5 \text{ pentru „fără prelucrare“}.$$

Pentru calculul lui B_0 , se va folosi β_0 luat din figura 20.1. Astfel, pentru

$$\frac{a_1}{\delta} = \frac{b_{c1}}{\delta} = \frac{11}{4} = 2,75$$

rezultă (pentru pierderile pe suprafața rotorului se ia „ a_s “ și invers),

$$\beta_0 = 0,18,$$

pentru care amplitudinea variației inducției magnetice la suprafața piesei polare conform relației (20.5, b) este

$$B_0 = \beta_0 k_c B_\delta = 0,18 \cdot 1,2 \cdot 0,78 = 0,16 \text{ T.} \quad B_0 = 0,18 \cdot 1,2 \cdot 0,8 = 0,17 \text{ T.} \quad (14.117, b)$$

OBSERVAȚIE. Deoarece deschiderea istmului creștăturilor înfășurării de amortizare este mică, iar întrefierul δ este mare, se neglijează atât pierderile suplimentare pe suprafața statorului, cât și pierderile suplimentare pulsatorii în cele două armături. Acest lucru se observă de altfel și din figura 20.1, din care pentru $b_0/\delta = 2,5/4 = 0,62$, rezultă $\beta_{02} = 0,025$, care conduce la valori neglijabile ale pulsației inducției magnetice.

b) Pierderile totale în fier la funcționarea în gol

$$P_{\text{Fe}} = P_{\text{Fepr}} + P_{\text{supr}} = 4,3 + 0,41 = 4,71 \text{ kW.} \quad P_{\text{Fe}} = 4,5 + 0,46 = 4,96 \text{ kW.} \quad (14.118)$$

3. Pierderile electrice principale la funcționarea în sarcină

a) Pierderile electrice în indus, conform relației (20.14)

$$P_{e11} = m_1 R_1 I_N^2 = 3 \cdot 2,31 \cdot 40,32^2 = 11,2 \text{ kW.} \quad P_{e11} = 3 \cdot 1,87 \cdot 45,6^2 = 11,66 \text{ kW.} \quad (14.119)$$

b) Pierderile datorite curentului de excitație, considerind excitație statică sau grup separat de excitație, sînt date de relația (14.87)

$$P_{eN} = U_{eN} I_{eN} = 49,5 \cdot 13 = 5,635 \text{ kW.} \quad (14.120)$$

c) Pierderile electrice principale totale

$$P_{e1} = P_{e11} + P_{eN} = 11,2 + 5,635 = 16,835 \text{ kW.} \quad P_{e1} = 11,66 + 5,635 = 17,29 \text{ kW.} \quad (14.121)$$

4. Pierderile mecanice prin frecare și ventilație, conform relației (20.25)

$$P_{mec} = P_{frr} + P_{fpc} = 2,8 + 0,14 = 2,94 \text{ kW} \quad (14.122)$$

în care:

conform relației (20.25, a) rezultă

$$P_{frr} \approx 0,8 \cdot 2p \left(\frac{v}{40} \right)^3 \sqrt{\frac{l_g}{19}} \cdot 10^3 = 0,8 \cdot 2 \cdot 3 \cdot \left(\frac{27,84}{40} \right)^3 \cdot \sqrt{\frac{57}{19}} \cdot 10^3 = 2 \ 803 \text{ W} \approx 2,8 \text{ kW} \quad (14.122, a)$$

unde:

$$v = \frac{\pi D_1 n_1}{60} = \frac{\pi \cdot 0,532 \cdot 1 \ 000}{60} = 27,84 \text{ m/s;}$$

conform relației (20.24)

$$P_{fpc} = \mu_{pc} p_{pc} s_{pei} v_i = 0,17 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 32 \cdot 10^{-4} \cdot 13 \approx 140 \text{ W} = 0,14 \text{ kW} \quad (14.122, b)$$

unde, din tabelul 7.6:

$$\mu_{pc} = 0,17 \text{ (pentru inele } \mu_{pc} = 0,16 \div 0,18);$$

$$p_{pc} = 20 \text{ kPa (limitele normale: } 16 \div 22 \text{ kPa);}$$

secțiunea necesară a tuturor periiilor, considerind o densitate de curent în perie $J_{pe} = 10 \text{ A/cm}^2$

$$s_{pei} = 2 \frac{I_{eN}}{J_{pe}} = 2 \cdot \frac{115}{10} = 23 \text{ cm}^2 = 23 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2.$$

Se aleg cîte două perii de $25 \times 32 \text{ mm}^2$ pe fiecare inel, ceea ce rezultă

$$s_{pei} = 4 \cdot (2,5 \cdot 3,2) = 32 \text{ cm}^2 = 32 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2;$$

viteza periferică a inelelor colectoare, considerind diametrul acestora $D_1 = 25 \text{ cm}$

$$v_i = \frac{\pi D_1 n_1}{60} = \frac{\pi \cdot 0,25 \cdot 1 \ 000}{60} = 13 \text{ m/s.}$$

5. Pierderile de ventilație datorite ventilatorului propriu, conform relației (20.26)

$$P_v = \frac{QH}{\eta_v} = \frac{0,82 \cdot 308,26}{0,35} = 0,72 \text{ kW} \quad \left| \quad P_v = \frac{0,75 \cdot 308,26}{0,35} = 0,66 \text{ kW} \right. \quad (14.123)$$

în care:

$\eta_v = 0,35$ (limitele normale pentru ventilatorul radial: $0,35 \div 0,45$);
— debitul de aer necesar pentru ventilație, conform relației (20.26, a)

$$Q = \frac{(1 - \eta)P_N}{1,10_{aer}} = \frac{(1 - 0,938) \cdot 440}{1,1 \cdot 30} = 0,82 \text{ m}^3/\text{s}; \quad \left| \quad Q = \frac{(1 - 0,938) \cdot 400}{1,1 \cdot 30} = 0,75 \text{ m}^3/\text{s}; \right. \quad (14.123, a)$$

— presiunea asigurată de ventilator, conform relației (20.26, b)

$$H = 1,1 \eta_p (u_1^2 - u_2^2) = 1,1 \cdot 0,4 \cdot (38,72^2 - 28,26^2) = 308,26 \text{ Pa} \quad (14.123, b)$$

unde:

randamentul aerodinamic al ventilatorului propriu al mașinii

$$\eta_p = 0,4 \text{ (limitele normale: } 0,4 \div 0,45 \text{);}$$

vitezele periferice ale ventilatorului:

$$u_1 = \frac{\pi D_1 n_1}{60} = \frac{\pi \cdot 0,74 \cdot 1000}{60} = 38,72 \text{ m/s};$$

$$u_2 = \frac{\pi D_2 n_1}{60} = \frac{\pi \cdot 0,54 \cdot 1000}{60} = 28,26 \text{ m/s}$$

cu:

$D_1 \approx D_e = 0,74 \text{ m}$, diametrul exterior al ventilatorului;

$D_2 \approx D = 0,54 \text{ m}$, diametrul interior al ventilatorului.

6. Pierderile suplimentare în fier la funcționarea în sarcină se aproximează conform relației (20.28)

$$P_{sFe} = 0,005 P_N \cdot 10^3 = 0,005 \cdot 440 \cdot 10^3 = 2200 \text{ W} = 2,2 \text{ kW} \quad \left| \quad P_{sFe} = 0,005 \cdot 440 \cdot 10^3 = 2000 \text{ W} = 2 \text{ kW} \right. \quad (14.124)$$

7. Pierderile suplimentare electrice, la funcționare în sarcină (datorite fenomenului de refulare), se neglijează, deoarece dimensiunea pe înălțimea creștăturii a conductorului înfășurării indusului ($h_{cu} = 0,112 \text{ cm}$) este mică.

8. Pierderile totale și randamentul mașinii

a) Pierderile totale

$$\begin{aligned} \Sigma P &= P_{Fe} + P_{el} + P_{mec} + P_v + P_{sFe} = 4,71 + 16,83 + 2,94 + 0,725 + 2,2 = 27,4 \text{ kW} \\ \Sigma P &= 4,96 + 17,29 + 2,94 + 0,66 + 2 = 27,85 \text{ kW} \end{aligned} \quad (14.125)$$

b) Randamentul mașinii la funcționarea în sarcină nominală

$$\eta_N = \frac{P_s}{P_i} = \frac{P_N}{P_N + \Sigma P} = \frac{440}{440 + 27,4} = 0,94 \quad \left| \quad \eta_N = \frac{400}{400 + 27,85} = 0,935 \right. \quad (14.126)$$

apropiat de valoarea estimată inițial.

14.14. CALCULUL CARACTERISTICILOR DE PORNIRE ÎN ASINCRON ALE MOTORULUI SINCRON

A. Cazul în care parametrii nu sînt afectați de saturația magnetică

Valorile parametrilor motorului, în unități relative și raportați la stator sînt:

$$r_1 = 0,0246 \text{ u.r.}; \quad r_e = 0,035 \text{ u.r.};$$

$$x_{\sigma 1} = 0,087 \text{ u.r.}; \quad x_{\sigma e} = 0,253 \text{ u.r.}$$

$$x_{ad} = 1,28 \text{ u.r.}; \quad r_d = 0,31 \text{ u.r.}$$

$$x_{aq} = 0,69 \text{ u.r.}; \quad x_{ad} = 0,105 \text{ u.r.}$$

$$x_d = 1,37 \text{ u.r.}; \quad r_q = 0,119 \text{ u.r.}$$

$$x_q = 0,78 \text{ u.r.}; \quad x_{\sigma q} = 0,05 \text{ u.r.}$$

Se parcurg toate etapele de calcul pentru alunecarea $s = 1$, după care, pentru diferite valori ale alunecării, se întocmește tabelul 14.3, după modelul tabelului 13.5.

a) Determinarea elementelor schemei echivalente conform relațiilor (13.170):
— impedanța complexă a înfășurării de amortizare, după axa longitudinală

$$\underline{z}_{ad} = \frac{r_d}{s} + jx_{ad} = \frac{0,31}{1} + j0,105 = 0,31 + j0,105 \text{ u.r.}; \quad (14.127)$$

— impedanța complexă a înfășurării de amortizare, după axa transversală

$$\underline{z}_{\sigma q} = \frac{r_q}{s} + jx_{\sigma q} = \frac{0,119}{1} + j0,05 = 0,119 + j0,05 \text{ u.r.}; \quad (14.127, a)$$

— impedanța complexă a înfășurării de excitație

$$\underline{z}_{\sigma e} = \frac{r_e}{s} + jx_{\sigma e} = \frac{0,035}{1} + j0,253 = 0,35 + j0,253 \text{ u.r.} \quad (14.128)$$

b) Determinarea impedanțelor echivalente, conform figurii 13.32 și relațiilor (13.170, c):

— după axa longitudinală

$$\begin{aligned} \bar{z}_{ad} &= \frac{1}{\frac{1}{jx_{ad}} + \frac{1}{z_{oa}} + \frac{1}{z_{ae}}} = \frac{1}{\frac{1}{j1,28} + \frac{1}{0,31 + j0,105} + \frac{1}{0,035 + j0,253}} = \\ &= \frac{1}{-j0,78 + 1,56 - j1,61 + 0,536 - j3,87} = \frac{1}{2,096 - j6,26} = 0,048 + j0,143 \text{ u.r.}; \end{aligned} \quad (14.129)$$

— după axa transversală

$$\begin{aligned} \bar{z}_{aq} &= \frac{1}{\frac{1}{jx_{aq}} + \frac{1}{z_{oa}}} = \frac{1}{\frac{1}{j0,69} + \frac{1}{0,119 + j0,05}} = \\ &= \frac{1}{-j1,44 + 6,47 - j3,53} = \frac{1}{6,47 - j4,97} = 0,097 + j0,074 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad (14.129, a)$$

c) Determinarea impedanțelor complexe pentru componentele de succesiune directă și inversă, după cele două axe:

— pentru componenta de succesiune directă, conform relațiilor (13.170, a)

$$\begin{aligned} \bar{z}_{d1} &= \bar{z}_{ad} + r_1 + jx_{o1} = 0,048 + j0,143 + 0,0246 + j0,087 = \\ &= 0,0726 + j0,23 \text{ u.r.}; \end{aligned} \quad (14.130)$$

$$\begin{aligned} \bar{z}_{d1} &= \bar{z}_{aq} + r_1 + jx_{o1} = 0,097 + j0,074 + 0,0246 + j0,087 = \\ &= 0,121 + j0,161 \text{ u.r.}; \end{aligned}$$

— pentru componenta de succesiune inversă, conform relațiilor (13.170, b)

$$\begin{aligned} \bar{z}_{a3} &= \bar{z}_{ad} + \frac{r_1}{2s-1} + jx_{o1} = 0,048 + j0,143 + \frac{0,0246}{2 \cdot 1 - 1} + j0,087 = \\ &= 0,0726 + j0,23 \text{ u.r.}; \end{aligned} \quad (14.130, a)$$

$$\begin{aligned} \bar{z}_{a3} &= \bar{z}_{aq} + \frac{r_1}{2s-1} + jx_{o1} = 0,097 + j0,074 + \frac{0,0246}{2 \cdot 1 - 1} + \\ &+ j0,087 = 0,121 + j0,161 \text{ u.r.} \end{aligned}$$

d) Determinarea impedanței echivalente, conform relației (13.175)

$$\begin{aligned} \bar{z}_{ze} &= \frac{1}{2} \left[(\bar{z}_{ad} + \bar{z}_{aq}) - \frac{(\bar{z}_{ad} - \bar{z}_{aq})^2}{\bar{z}_{a3} + \bar{z}_{a3}} \right] = \\ &= \frac{1}{2} \left[(0,048 + j0,143 + 0,097 + j0,074) - \frac{(0,048 + j0,143 - 0,097 - j0,074)^2}{0,0726 + j0,23 + 0,121 + j0,161} \right] = \\ &= \frac{1}{2} \left[0,145 + j0,217 - \frac{(-0,049 + j0,069)^2}{0,193 + j0,391} \right] = \\ &= \frac{1}{2} \left[0,145 + j0,217 - \frac{-0,0023 - j0,0067}{0,193 + j0,391} \right] = \\ &= \frac{1}{2} \left[0,145 + j0,217 + \frac{0,00306 + j0,000393}{0,193^2 + 0,391^2} \right] = 0,0806 + j0,11 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad (14.131)$$

de unde rezultă

$$r_{ze} = 0,0806 \text{ u.r.} \quad (14.131, a)$$

e) Determinarea valorilor complexe ale curenților de succesiune directă și inversă, conform relațiilor (13.171), considerind că pornirea se face la tensiunea nominală, când $\underline{U} = \underline{U}_N = 1 \text{ u.r.}$

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 &= \underline{U} \frac{\bar{z}_{a3} + \bar{z}_{a3}}{\bar{z}_{a1}\bar{z}_{a3} + \bar{z}_{a3}\bar{z}_{a1}} = \\ &= 1 \cdot \frac{0,0726 + j0,23 + 0,121 + j0,161}{(0,0726 + j0,23)(0,121 + j0,161) + (0,0726 + j0,23)(0,121 + j0,161)} = \\ &= \frac{0,1936 + j0,391}{-0,0564 + j0,079} = \frac{(0,1936 + j0,391)(-0,0564 - j0,079)}{0,0564^2 + 0,079^2} = \\ &= \frac{0,01996 - j0,0373}{0,0564^2 + 0,079^2} = 2,1 - j3,94 \text{ u.r.}; \end{aligned} \quad (14.132)$$

$$\begin{aligned} \underline{I}_3 &= -\underline{U} \frac{\bar{z}_{a1} - \bar{z}_{a1}}{\bar{z}_{a1}\bar{z}_{a3} - \bar{z}_{a3}\bar{z}_{a1}} = -1 \cdot \frac{0,0726 + j0,23 - 0,121 - j0,161}{-0,0564 + j0,079} = \\ &= \frac{0,0484 - j0,069}{-0,0564 + j0,079} = -0,86 + j0,0072 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad (14.132, a)$$

f) Pătratul modulelor curenților de succesiune directă și inversă, în unități relative

$$\underline{I}_1^2 = \underline{I}_{1a}^2 + \underline{I}_{1r}^2 = 2,1^2 + 3,94^2 = 20,04;$$

$$\underline{I}_3^2 = \underline{I}_{3a}^2 + \underline{I}_{3r}^2 = 0,86^2 + 0,0072^2 = 0,7396 \approx 0,740. \quad (14.132, b)$$

g) Valoarea medie a cuplului electromagnetic de pornire, conform relației (13.177)

$$\begin{aligned} \underline{M}_p &= \frac{1}{\eta_N \cos \varphi_N} \left((r_{2e} \underline{I}_1^2 + \frac{r_1}{2s-1} \underline{I}_3^2) = \frac{1}{0,934 \cdot 0,9} \left(0,0806 \cdot 20,04 + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{0,0246}{2 \cdot 1 - 1} \cdot 0,740 \right) = 1,94 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad (14.133)$$

h) Curentul de pornire, în unități relative, conform relației (13.178)

$$\underline{I}_p = \sqrt{\underline{I}_1^2 + \underline{I}_3^2} = \sqrt{20,04 + 0,74} = 4,55 \text{ u.r.} \quad (14.133, a)$$

Cum se observă, atât cuplul de pornire $\underline{M}_p$, cât și curentul de pornire $\underline{I}_p$ se încadrează în limitele impuse prin temă.

i) Curentul din înfășurarea de excitație în timpul pornirii în asincron, pentru $s = 1$, în unități relative, conform relației (13.180)

$$\begin{aligned} \underline{I}_{ex} &= \sqrt{(\underline{I}_{1a} + \underline{I}_{3a})^2 + (\underline{I}_{1r} + \underline{I}_{3r})^2} \cdot \frac{|\bar{z}_{ad}|}{|\bar{z}_{oe}|} = \\ &= \sqrt{(2,1 - 0,86)^2 + (-3,94 + 0,0072)^2} \cdot \frac{|0,048 + j0,143|}{|0,035 + j0,253|} = \\ &= \sqrt{1,242^2 + 3,942^2} \cdot \frac{0,1508}{0,255} = 2,45 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad (14.134)$$

sau, în A, conform relației (13.180, a)

$$\underline{I}_{ex} = \underline{I}_{ex} \frac{k_{ad} F_a}{2\sqrt{2}w_e} = 2,45 \cdot \frac{0,875 \cdot 9 \cdot 120}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 64} = 109,7 \text{ A.} \quad (14.134, a)$$

Calculul caracteristicilor de pornire în asincron, pentru diferitele alunecări, cuprinse între $s = 1$ și $s = 0,05$ sînt efectuate în tabelul 14.3, cu ajutorul căruia se trasează caracteristicile de pornire, indicate în figura 14.5.

Caracteristicile de pornire în asincron ale motorului sincron de 400 kW, 6 kV, 1000 rot/min., cu poli aparenti

Date	$s = 1$	$s = 0,55$	$s = 0,5$	$s = 0,45$	$s = 0,25$	$s = 0,1$	$s = 0,05$
1	2	3	4	5	6	7	8
$z_{ad} = \frac{r_a}{s} + jx_{ad}$ [u.r.]	$0,31 + j0,32$	$0,563 + j0,32$	$0,62 + j0,32$	$0,688 + j0,32$	$1,24 + j0,32$	$3,1 + j0,32$	$6,19 + j0,32$
$z_{aq} = \frac{r_q}{s} + jx_{aq}$ [u.r.]	$0,119 + j0,065$	$0,216 + j0,065$	$0,238 + j0,065$	$0,264 + j0,065$	$0,476 + j0,065$	$1,19 + j0,065$	$2,38 + j0,065$
$z_{oe} = \frac{r_e}{s} + jx_{oe}$ [u.r.]	$0,035 + j0,253$	$0,063 + j0,253$	$0,07 + j0,253$	$0,077 + j0,253$	$0,14 + j0,253$	$0,35 + j0,253$	$0,7 + j0,253$
$z_{ad} = \frac{1}{\frac{1}{jx_{ad}} + \frac{1}{z_{ad}} + \frac{1}{z_{oe}}} \text{ [u.r.]}$	$0,048 - j0,143$	$0,069 + j0,160$	$0,073 + j0,163$	$0,077 + j0,166$	$0,11 + j0,182$	$0,23 + j0,227$	$0,397 + j0,347$
$z_{aq} = \frac{1}{\frac{1}{jx_{aq}} + \frac{1}{z_{aq}}} \text{ [u.r.]}$	$0,097 + j0,074$	$0,167 + j0,107$	$0,18 + j0,116$	$0,196 + j0,128$	$0,284 + j0,238$	$0,285 + j0,509$	$0,181 + j0,632$
$\frac{ z_{ad} }{ z_{oe} }$	0,592	0,668	0,68	0,692	0,738	0,749	0,709
$z_{d1} = z_{ad} + r_1 + jx_{d1}$ [u.r.]	$0,0726 + j0,23$	$0,093 + j0,24$	$0,097 + j0,25$	$0,102 + j0,253$	$0,135 + j0,269$	$0,254 + j0,314$	$0,422 + j0,434$
$z_{q1} = z_{aq} + r_1 + jx_{q1}$ [u.r.]	$0,121 + j0,161$	$0,191 + j0,194$	$0,205 + j0,203$	$0,22 + j0,215$	$0,309 + j0,325$	$0,309 + j0,39$	$0,20 + j0,719$
$z_{ds} = z_{ad} + \frac{r_1}{2s - 1} + jx_{d1}$ [u.r.]	$0,0726 + j0,23$	$0,315 + j0,247$	∞	$-0,168 + j0,253$	$0,061 + j0,269$	$0,199 + j0,314$	$0,37 + j0,434$

Tabelul 14.3 (continuare)

1	2	3	4	5	6	7	8
$z_{qs} = z_{aq} + \frac{r_1}{2s - 1} + jx_{q1}$ [u.r.]	$0,121 + j0,161$	$0,418 + j0,194$	∞	$-0,049 + j0,215$	$0,235 + j0,325$	$0,254 + j0,59$	$0,154 + j0,719$
$z_{se} = \frac{1}{2} \left[(z_{ad} + z_{aq}) - \frac{(z_{ad} - z_{aq})^2}{z_{ds} + z_{qs}} \right] = r_{se} + jx_{se}$ [u.r.]	$0,0806 + j0,11$	$0,117 + j0,14$	$0,126 + j0,139$	$0,15 + j0,154$	$0,175 + j0,22$	$0,26 + j0,32$	$0,339 + j0,497$
$I_1 = U \frac{z_{ds} + z_{qs}}{z_{d1}z_{qs} + z_{ds}z_{q1}} = I_{1a} + jI_{1r}$ [u.r.]	$2,1 - j3,94$	$1,97 - j3,15$	$2,03 - j3,04$	$1,96 - j2,71$	$1,47 - j2,27$	$1,12 - j1,63$	$0,767 - j1,23$
$I_a = -U \frac{z_{d1} - z_{q1}}{z_{d1}z_{qs} + z_{ds}z_{q1}} = I_{1a} + jI_{1r}$ [u.r.]	$-0,86 + j0,0072$	$-0,224 - j0,43$	0	$-0,80 + j0,094$	$-0,163 - j0,72$	$0,428 - j0,359$	$0,408 + j0,025$
$I_1^2 = I_{1a}^2 + I_{1r}^2$	20,04	13,83	13,45	11,23	7,37	3,93	2,1
$I_s^2 = I_{1a}^2 + I_{1r}^2$	0,740	0,235	0	0,659	0,55	0,312	0,167
$M = M_{med} = \frac{1}{\gamma_N \cos \varphi_N} \left(r_{se} I_1^2 + \frac{r_1}{2s - 1} I_s^2 \right)$ [u.r.]	1,94	2,01	2,03	1,81	1,5	1,21	0,84
$I = \sqrt{I_1^2 + I_s^2}$ [u.r.]	4,55	3,75	3,66	3,44	2,81	2,06	1,5
$I_{ex} = \sqrt{(I_{1a} + I_{sa})^2 + (I_{1r} + I_{sr})^2}$							
$\frac{ z_{ad} }{ z_{oe} }$ [u.r.]	2,45	2,66	2,49	1,98	2,42	1,89	1,19
$I_{ex} = I_{ex} \frac{k_{ad} F_a}{2\sqrt{2} w_e}$ [A]	109,7	119,4	111,7	88,8	108,48	84,9	53,5

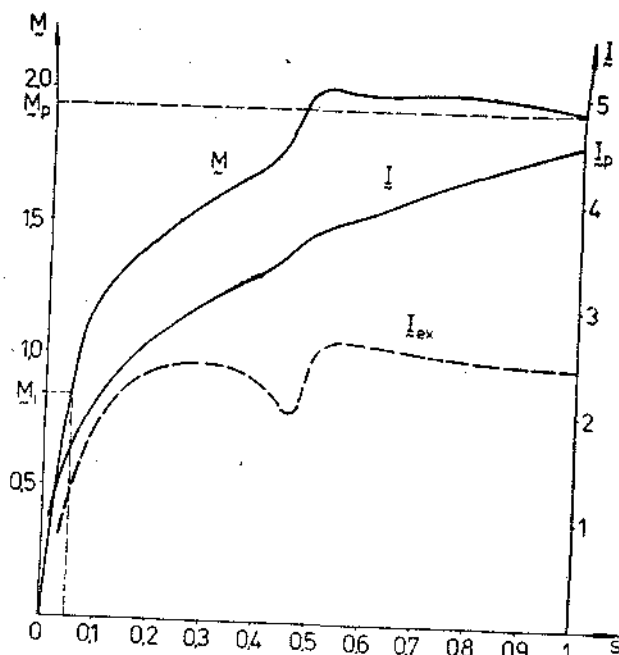


Fig. 14.5. Caracteristicile de pornire în asincron ale motorului sincron de 400 kW; 6 kV; 1000 rot/min, cu poli aparenti. Notă: Caracteristicile au fost trasate cu calculatorul electronic, pentru valori ale alunecării cuprinse între $s = 1$ și $s = 0$, cu un pas de 0,01.

Valorile obținute pentru caracteristicile de pornire se încadrează în limitele impuse prin temă.

OBSERVAȚIE. După cum se vede, pentru alunecarea $s = 0.5$ metoda de față elimină nedeterminările existente în celelalte metode [24], [27].

Astfel, dacă $s = 0.5$, cind $z_{ds} = \infty$ și $z_{qs} = \infty$ rezultă:

$$a) \quad z_{2s} = \frac{1}{2} \left[(z_{ad} + z_{aq}) - \frac{(z_{ad} - z_{aq})^2}{z_{d1} + z_{q1}} \right] = \frac{1}{2} (z_{ad} + z_{aq}) \text{ [u.r.]}; \quad (14.135)$$

$$b) \quad I_1 = \frac{U}{z_{d1}z_{qs} + z_{ds}z_{q1}} = \frac{U}{z_{d1} \left(z_{aq} + \frac{r_1}{2s-1} + jx_{q1} + \frac{r_1}{2s-1} + jx_{q1} \right)} = \frac{U}{z_{d1} \left(z_{aq} + \frac{r_1}{2s-1} + jx_{q1} \right) + z_{q1} \left(z_{ad} + \frac{r_1}{2s-1} + jx_{d1} \right)} = \frac{U}{z_{d1} [z_{aq}(2s-1) + r_1 + jx_{q1}(2s-1)] + z_{q1} [z_{ad}(2s-1) + r_1 + jx_{d1}(2s-1)]} = \frac{U}{z_{d1}r_1 + z_{q1}r_1} = \frac{U}{z_{d1} + z_{q1}} \text{ [u.r.]}; \quad (14.135, a)$$

$$c) \quad I_3 = - \frac{U}{z_{d1}z_{qs} + z_{ds}z_{q1}} = \frac{U}{z_{d1}z_{qs} + z_{ds}z_{q1}} = \frac{(2s-1)(z_{aq} - z_{ad})}{r_1(z_{d1} + z_{q1})} = 0; \quad (14.135, b)$$

$$d) \quad M = M_{med} = \frac{1}{\eta_N \cos \varphi_N} \left[r_{2s} I_1^2 + \frac{r_1}{2s-1} \cdot \frac{(2s-1)^2 (z_{aq} - z_{ad})^2}{r_1^2 (z_{d1} + z_{q1})^2} \right] = \frac{1}{\eta_N \cos \varphi_N} r_{2s} I_1^2 \text{ [u.r.]}. \quad (14.135, c)$$

B. Cazul în care parametrii sînt afectați de saturația magnetică

Situația corespunde cazului cînd pornirea în asincron se face prin cuplarea directă la rețea, adică la tensiunea nominală U_{IN} , și se dorește o precizie mărită a calculului (cît mai apropiată de situația reală din mașină).

Este evident că afectarea de saturația magnetică a reactanțelor de scăpări are loc pe durata pornirii în asincron, pentru care curentul din înfășurări se menține la valori ridicate ($I \geq 3I_N$). Din examinarea tabelului 14.3 și a figurii 14.5, se observă că valoarea relativă a curentului din înfășurarea statorului I se menține mai mare sau egală cu 3, pînă la alunecări apropiate de $s = 0.26$. Aceasta înseamnă că reactanțele de scăpări sînt afectate de saturație pe domeniul alunecărilor cuprins între $s = 1$ și $s = 0.25$, după care (pentru alunecări $s < 0.25$) saturația se poate neglija.

Deoarece interesează cel mai mult, se vor avea în vedere numai caracteristicile de pornire corespunzătoare alunecării $s = 1$, care sînt de altfel impuse prin temă.

Valorile saturate ale reactanțelor se determină conform par. 13.16.

Astfel, reactanțele utile corespunzătoare fluxului magnetic de reacție a indusului, valori saturate, după cele două axe sînt:

— după axa longitudinală, conform relației (13.182)

$$x_{ads} = k_{sd} x_{ad} = 0.978 \cdot 1.28 = 1.25 \text{ u.r.}; \quad (14.136)$$

— după axa transversală, conform relației (13.182, a)

$$x_{aq,s} = k_{sq} x_{aq} = 0.9 \cdot 0.69 = 0.62 \text{ u.r.} \quad (14.136, a)$$

Reactanța de scăpări a statorului, valoarea saturată, conform relației (13.183), este

$$x_{\sigma 1s} = x_{\sigma 1} \frac{\sum \lambda_{1s}}{\sum \lambda_1} = 0.087 \frac{3.22}{3.33} = 0.084 \text{ u.r.} \quad (14.136, b)$$

în care, conform relației (13.184)

$$\sum \lambda_{1s} = \lambda_{c1s} + \lambda_{d1s} + \lambda_{q1s} + \lambda_{f1s} = 1.53 + 0.329 + 0.246 + 1.12 = 3.22$$

unde:

— permanența geometrică specifică de scăpări în creștătură, valoare saturată, conform relației (14.53), însă pentru valoarea majorată a istmului creștăturii b_c'' în al doilea termen (v. și rel. 11.112, a) este

$$\lambda_{c1s} = \frac{h_1 - h_4}{3b_c} k_\beta + \frac{h_3}{b_c'} k_\beta' + \frac{h_4}{4b_n} = \frac{37 - 5.6}{3 \cdot 11} \cdot 0.906 + \frac{7.95}{12.78} \cdot 0.875 + \frac{5.6}{4 \cdot 11} = 1.53$$

cu valoarea majorată a lățimii istmului, conform relației (10.121)

$$b_c^* = b_c + \frac{b_{c \min}}{\mu'} = 11 + \frac{12.5}{7} = 12.78 \text{ mm}$$

și în care, permeabilitatea magnetică relativă echivalentă, conform relației (10.120) este

$$\mu' = \frac{B_{ak}}{\mu_0(H_{ak} + I_p A_N)} = \frac{2,04}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}(300 \cdot 10^3 + 5 \cdot 403,5 \cdot 10^3)} = 7$$

unde s-a considerat $I_p \approx 5$ (ceva mai mare decât cel rezultat din tabelul 14.3);

— permanența geometrică specifică a scăpărilor diferențiale, valoare saturată, conform relației (13.185) este

$$\lambda_{d1s} = \frac{\lambda_{d1}}{k_{ip}} = \frac{0,344}{1,044} = 0,329$$

unde, conform relației (13.186)

$$k_{ip} = \frac{U_{m8} + U_{m11}}{U_{m8}} = \frac{6 \cdot 144 + 275,5}{6 \cdot 144} = 1,044.$$

Reactanțele sincrone, valori saturate, sînt:

— longitudinală

$$x_{ds} = x_{ads} + x_{o1s} = 1,25 + 0,084 = 1,33 \text{ u.r.}; \quad (14.136, c)$$

— transversală

$$x_{qs} = x_{aqs} + x_{o1s} = 0,62 + 0,084 = 0,7 \text{ u.r.}$$

Reactanțele de scăpări ale coliviei de amortizare (pornire) valori saturate, sînt:

— după axa longitudinală, conform relației (13.188) (v. și rel. 14.93)

$$x_{ads} = \frac{\pi \mu_0 F_a}{\Phi_{IN}} \left[l_{Fe2}(\lambda_{cas} + \lambda_{da}) + \lambda_{fa} \tau C_d \right] \frac{1}{4C_b} + \sigma_{ad} x_{ads} =$$

$$= \frac{\pi \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 9 \cdot 120}{7 \cdot 10^{-2}} [0,59 \cdot 1,16 + 0,3 \cdot 0,282 \cdot 1,3] \frac{1}{4 \cdot 1,3} = 0,0785 \text{ u.r.} \quad (14.136, d)$$

unde, conform relației (13.187) (v. și relațiile 14.93, a)

$$\lambda_{cas} = \left(0,785 - \frac{b_0}{2d_a} \right) + \frac{l_w}{b'_0} = \left(0,785 - \frac{2,5}{2 \cdot 8} \right) + \frac{2,5}{4,64} = 1,16$$

cu valoarea majorată a lățimii istmului creștăturii de amortizare, conform relației (10.121)

$$b'_0 = b_0 + \frac{b_{a0}}{\mu'} = 2,5 + \frac{15}{7} = 4,64 \text{ mm}$$

unde:

$$b_{a0} = l_a - b_0 = 17,5 - 2,5 = 15 \text{ mm};$$

— după axa transversală, conform relației (13.189) (v. și rel. 14.94)

$$x_{aqs} = \frac{\pi \mu_0 F_a}{\Phi_{IN}} [l_{Fe2}(\lambda_{cas} + \lambda_{da}) + \lambda_{fa} \tau C_g] \frac{1}{4C_g} + \sigma_{aq} x_{aqs} =$$

$$= \frac{\pi \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 9 \cdot 120}{7 \cdot 10^{-2}} [0,59 \cdot 1,16 + 3 \cdot 0,282 \cdot 3] \frac{1}{4 \cdot 3,6} + 0,01 \cdot 0,62 = 0,0396 \text{ u.r.} \quad (14.136, e)$$

Rezultă deci că valorile parametrilor motorului, considerînd și influența saturației magnetice, în unități relative și raportați la stator, sînt:

$$\begin{aligned} r_1 &= 0,0246 \text{ u.r.} & r_s &= 0,035 \text{ u.r.} \\ x_{o1s} &= 0,084 \text{ u.r.} & x_{os} &= 0,253 \text{ u.r.} \\ x_{ads} &= 1,25 \text{ u.r.} & r_d &= 0,31 \text{ u.r.} \\ x_{aqs} &= 0,62 \text{ u.r.} & r_q &= 0,119 \text{ u.r.} \\ x_{ds} &= 1,33 \text{ u.r.} & x_{ods} &= 0,0785 \text{ u.r.} \\ x_{qs} &= 0,7 \text{ u.r.} & x_{oqs} &= 0,0396 \text{ u.r.} \end{aligned}$$

Cu aceste valori, se reiau toate etapele de calcul pentru alunecarea $s = 1$, rezultînd următoarele valori pentru caracteristicile de pornire:

$$\begin{aligned} \tilde{M}_p &= 2,12 \text{ u.r.} \\ \tilde{I}_p &= 4,7 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad (14.136, f)$$

care se încadrează în limitele impuse prin temă.

În comparație cu valorile date de relațiile (14.133) și (14.133, a), corespunzătoare parametrilor neafecți de saturația magnetică, noile valori pentru $\tilde{I}_p$ și $\tilde{M}_p$, sînt ceva mai mari, ceea ce era de așteptat, acestea fiind de fapt și valorile reale ale caracteristicilor de pornire.

● CAZUL 2. Să se proiecteze un:

GENERATOR SINCRON
TRIFAZAT

MOTOR SINCRON
TRIFAZAT

cu aceleași date nominale ca în cazul 1, diferind doar construcția rotorului, care este în *variantă combinată*, cu aceeași lățime a piesei polare ca și la poli aparenți.

Vederea unor rotoare în varianta combinată (pe același arbore) este dată în figura 14.6, a.

La dimensionarea statorului toate elementele de calcul sînt identice ca în cazul 1, cu deosebirea factorului de acoperire ideală α_i , care conform grafului 13.15. B este

$$\alpha_i = (1,06 \div 1,08) \alpha_{ipol, apar.}$$

Se va lua

$$\alpha_i = 1,07 \alpha_{ipol, apar.} = 1,07 \cdot 0,61 = 0,65$$

unde, conform relației (14.5)

$$\alpha_{ipol, apar.} = 0,61.$$

Dacă s-ar lua același stator ca în cazul 1, ar rezulta în baza relației (14.27) valori ale inducției magnetice în întrefier mai mici decât cele date de relația (14.28), adică

$$B_s = \frac{0,78}{1,07} = 0,73 \text{ T} \quad \left| \quad B_\delta = \frac{0,8}{1,07} = 0,747 \text{ T} \right.$$

ceea ce ar corespunde unei mașini cu sollicitări magnetice, mult sub limite.

De aceea, se recalculează statorul (sumar, deoarece calculele de detaliu sînt similare ca în cazul 1), pentru încadrarea în limite a solicitărilor electromagnetice, considerînd aceleași diametre D și D_{cs} , precum și același număr de creștături Z_1 .

14.15. DIMENSIONAREA STATORULUI

1. **Lungimea ideală**, conform relației (13.12) și (14.10), însă cu $D = 54$ cm, cît a fost recalculat și în cazul 1 (v. rel. 14.26) este

$$l_i = \frac{60 S_{IN}}{k_{CA} \pi^2 D^2 n_1 A B_8} = \frac{60 \cdot 500 \cdot 10^3}{0,67 \cdot \pi^2 \cdot 0,54^2 \cdot 1000 \cdot 407 \cdot 10^3 \cdot 0,8} = 0,477 \text{ m} \approx 47,5 \text{ cm} \quad (14.137)$$

unde :

$$k_{CA} = \frac{\pi k_w}{2\sqrt{2}} \alpha_i = \frac{\pi \cdot 0,926}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot 0,65 = 0,67.$$

2. Geometria miezului

Se iau

$$n_p = 7; b_p = 1 \text{ cm, deci } b'_p = 0,5 \text{ cm}$$

și rezultă, conform relațiilor (10.24) și (10.25, a) :

— lungimea geometrică

$$l_g = l_i + n_p b'_p = 47,5 + 7 \cdot 0,5 = 51 \text{ cm};$$

— lungimea totală a pachetelor de fier

$$l_{Fe} = l_g - n_p b_p = 51 - 7 \cdot 1 = 44 \text{ cm}; \quad (14.137, a)$$

— lungimea pachetului de fier, conform relației (10.25)

$$l_1 = \frac{l_{Fe}}{n_c + 1} = \frac{44}{7 + 1} = 5,5 \text{ cm}.$$

Verificarea lui λ

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau} = \frac{47,5}{28,2} = 1,68$$

adică în limite.

3. Elementele înfășurării statorului

— Ca și în cazul polilor aparenti se mențin

$$q = 4; Z_1 = 72; t_1 = 2,35 \text{ cm}.$$

— Numărul de conductoare în creștătură se stabilește ceva mai mare ca în cazul 1, deoarece se poate lua o pătură de curent mai mare, mașina cu rotorul în variantă combinată răcindu-se mai bine decît cea cu poli aparenti (piesele polare pot fi considerate ca paletele unui ventilator care antrenează aerul din canalele radiale de ventilație ale rotorului).

Se alege deci, față de relația (14.19)

$$n_{c1} = 23. \quad | \quad n_{c2} = 21. \quad (14.138)$$

— Numărul de spire pe fază, conform relației (13.17), considerînd $a_1 = 1$

$$w_1 = \frac{Z_1 n_{c1}}{2 m a_1} = \frac{72 \cdot 23}{2 \cdot 3 \cdot 1} = 276. \quad | \quad w_1 = \frac{72 \cdot 21}{2 \cdot 3 \cdot 1} = 252. \quad (14.138, a)$$

Deoarece w_1 este număr întreg, rezultă că este satisfăcută și condiția de simetrie impusă de relația (10.34).

După cum se observă, atît la generator cît și la motor n_{c1} este număr întreg impar, ceea ce înseamnă că vor fi bobine neegale. În acest caz, pentru a avea în fiecare creștătură o latură a unei bobine mari și o latură a unei bobine mici (v. fig. 10.18, b) este necesar fie a se alege pasul înfășurării y_1 (v. rel. 10.27) număr impar (în cazul de față 9 sau 11) care s-ar abate mai mult de la scurta-re recomandată ($y_1 \approx \frac{5}{6} y_\tau = 10$ — conform relației 14.17), fie se execută

înfășurarea în grupe de cîte două bobine mari și două bobine mici (v. fig. 10.18 c), însă pasul trebuie să fie ales un număr multiplu de 2 (numărul de bobine din grup), impar. În cazul de față dacă se ia același pas, dat de relația (14.17), se obține $y_1/2 =$ număr întreg impar, adică

$$\frac{y_1}{2} = \frac{10}{2} = 5 = \text{număr întreg impar}, \quad (14.138, b)$$

ceea ce trebuia.

În consecință, înfășurarea va avea același pas principal $y_1 = 10$ și același factor de înfășurare $k_{w1} = 0,926$ ca și mașina cu poli aparenti, bobinarea făcîndu-se însă cu grupe de cîte două bobine mari și două bobine mici (la $y_1 =$ număr impar se puteau lua cîte o bobină mare și o bobină mică).

4. Verificări necesare

— Pătura de curent

$$A = \frac{n_{c1} I_N}{a_1 t_1} = \frac{23 \cdot 40,32}{1 \cdot 2,35} = 395 \text{ A/cm}. \quad | \quad A = \frac{21 \cdot 45,6}{1 \cdot 2,35} = 407 \text{ A/cm}. \quad (14.139)$$

— Fluxul magnetic maxim util la sarcină nominală (Φ_N pentru E_{1N}) pe pol, se recalculează din relația (14.22) pentru noul număr de spire

$$\Phi = 7,04 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{264}{276} = \quad | \quad \Phi = 7,2 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{240}{252} = \\ = 6,73 \cdot 10^{-3} \text{ Wb}. \quad | \quad = 6,85 \cdot 10^{-3} \text{ Wb}. \quad (14.140)$$

— Fluxul magnetic nominal la funcționarea în gol (pentru U_{1N})

$$\Phi_{0N} = \frac{\Phi}{k_F} = \frac{6,73 \cdot 10^{-3}}{1,08} = \quad | \quad \Phi_{0N} = \frac{6,85 \cdot 10^{-3}}{1,055} = 6,5 \cdot 10^{-3} \text{ Wb}. \quad (14.140, a)$$

— Fluxul magnetic al undei fundamentale pentru tensiunea nominală se recalculează din relația (14.22, b) pentru noul număr de spire

$$\Phi_{1N} = 6,7 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{264}{276} = 6,4 \cdot 10^{-3} \text{ Wb}. \quad | \quad \Phi_{1N} = 7 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{240}{252} = 6,66 \cdot 10^{-3} \text{ Wb}. \quad (14.140, b)$$

— Inducția magnetică maximă în întrefier, conform relației (13.19)

$$B_8 = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau l_i} = \frac{6,73 \cdot 10^{-2}}{0,65 \cdot 0,282 \cdot 0,475} = 0,773 \text{ T} \quad \left| \quad B_8 = \frac{6,85 \cdot 10^{-2}}{0,65 \cdot 0,282 \cdot 0,475} = 0,786 \text{ T} \right. \quad (14.141)$$

Deoarece au rezultat valori mai mici decât cele impuse, se stabilește

$$B_8 = 0,8 \text{ T}$$

și se recalculază lungimea ideală și geometria miezului.

Rezultă astfel, pentru mașina mai solicitată (motorul)

$$l_i = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau B_8} = \frac{6,85 \cdot 10^{-2}}{0,65 \cdot 0,282 \cdot 0,8} = 0,467 \text{ m} \approx 47 \text{ cm};$$

$$l_g = l_i + n_v b_v = 47 + 7 \cdot 0,5 = 50,5 \text{ cm}; \quad (14.142)$$

$$l_{Fe} = l_g - n_v b_v = 50,5 - 7 \cdot 1 = 43,5 \text{ cm}$$

adică 6 pachete de 5,5 cm și 2 pachete (de margine) de 5,25 cm.

Valoarea definitivă a inducției magnetice în întrefier

$$B_8 = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau l_i} = \frac{6,73 \cdot 10^{-2}}{0,65 \cdot 0,282 \cdot 0,47} = 0,78 \text{ T} \quad \left| \quad B_8 = \frac{6,85 \cdot 10^{-2}}{0,65 \cdot 0,282 \cdot 0,47} = 0,795 \text{ T} \right. \quad (14.142, a)$$

5. Dimensiunile conductorului și ale creștăturii

Deoarece numărul de conductoare în creștătură n_{c1} diferă față de mașina cu poli aparenti, cît și pentru încadrarea în limite a inducției magnetice în jugul statorului, se vor recalculea dimensiunile conductorului astfel încît să rezulte o creștătură mai scundă și mai lată. De asemenea, mașina fiind mai bine ventilată se va alege și o densitate de curent mai mare.

Secțiunea conductorului, conform relației (10.39)

$$s_{Cu1} = \frac{I_N}{\alpha_i J_i} = \frac{40,32}{1 \cdot 6,5} = 6,2 \text{ mm}^2 \quad \left| \quad s_{Cu1} = \frac{45,6}{1 \cdot 6,5} = 7,02 \text{ mm}^2 \right. \quad (14.143)$$

unde s-a luat

$$J_i = 6,5 \text{ A/mm}^2.$$

Pe baza celor menționate cu scopul creșterii lățimii creștăturii, se alege din STAS 2873/1-86 (anexa 7) conductorul din cupru electrolitic în stare moale (O) izolat cu E2S și anume

Sîrmă O — 7,1 × 0,9 izolat
E2S STAS 2873/1-86 = 6,22 mm², Sîrmă O — 7,1 × 1 izolat
E2S STAS 2873/1-86 = 6,89 mm²,
căruii îi corespund următoarele valori recalculate ale densității de curent

$$J_1 = \frac{I_N}{\alpha_i s_{Cu1}} = \frac{40,32}{1 \cdot 6,22} = 6,48 \text{ A/mm}^2 \quad \left| \quad J_1 = \frac{45,6}{1 \cdot 6,89} = 6,6 \text{ A/mm}^2 \right. \quad (14.143, a)$$

valori care se consideră bune, deoarece se încadrează în limitele indicate la par. 13.3.1 B.

Dimensiunile creștăturii, calculate cu relațiile (10.44), rezultă:

— lățimea creștăturii

$$b_c = b_{Cu} \times \text{numărul conductoarelor pe lățimea creștăturii} + b_{iz} = 7,1 \cdot 1 + 4,3 = 11,4 \text{ mm};$$

— înălțimea creștăturii

$$h_c = h_{Cu} \times \text{numărul conductoarelor pe înălțimea creștăturii} + h_{iz}$$

$$h_c = 0,9 \cdot 23 + 24,85 = 45,5 \text{ mm} \quad \left| \quad h_c = 1 \cdot 21 + 23,45 = 45,45 \text{ mm} \right.$$

unde:

$$b_{iz} = 4,3 \text{ mm, identic ca în tabelul 14.1}$$

iar

$$h_{iz(c)} = 25,4 + 0,45 - 1 = 24,85 \text{ mm}$$

și

$$h_{iz(st)} = 25 + 0,45 - 1 = 24,45 \text{ mm}$$

s-au recalculează cu valorile din tabelul 14.1, la care s-a adăugat cîte o izolație a conductorului în plus (0,45 mm deoarece n_{c1} este mai mare) și s-a scăzut izolația de la baza creștăturii (poziția 3 de 0,5 mm) și cîte o izolație sub pană (poziția 5 de 0,5 mm).

Se stabilește, prin rotunjire, creștătura cu dimensiunile:

$$b_{c1} = 11,5 \text{ mm}; \quad (14.144)$$

$$h_{c1} = 45,5 \text{ mm}.$$

6. Verificarea inducțiilor magnetice în jugul și dinții statorului

a) Inducția magnetică în jugul statorului, conform relației (10.45)

$$B_{j1} = \frac{\Phi}{2k_{cc} l_{Fe} b'_{j1}} = \frac{6,85 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,435 \cdot 0,0545} = 1,52 \text{ T}$$

$$= \frac{6,73 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,435 \cdot 0,0545} = 1,495 \text{ T} \quad (14.145)$$

unde:

$$b'_{j1} = b_{j1} = \frac{D_s - D}{2} - h_c = \frac{74 - 54}{2} - 4,55 = 5,45 \text{ cm}.$$

b) Inducția magnetică maximă aparentă în dinții statorului, conform relației (10.46)

$$B'_{d1max} = \frac{l_i l_i B_8}{k_{ge} l_{Fe} b_{dmin}} = \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,47 \cdot 0,795}{0,95 \cdot 0,435 \cdot 1,2 \cdot 10^{-2}} = 1,77 \text{ T} \quad (14.145, a)$$

$$= \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,47 \cdot 0,78}{0,95 \cdot 0,435 \cdot 1,2 \cdot 10^{-2}} = 1,73 \text{ T}$$

unde:

$$b_{dmin} = t_1 - b_c = 23,5 - 11,5 = 12 \text{ mm} = 1,2 \text{ cm}.$$

c) Valorile rapoartelor dimesiunilor constructive :

$$\begin{aligned}\beta &= \frac{b_{c1}}{l_1} = \frac{11,5}{23,5} = 0,489 ; \\ \beta_1 &= \frac{h_{c1}}{\tau} = \frac{4,55}{28,2} = 0,161 ; \\ \beta_2 &= \frac{h_{c1}}{b_{c1}} = \frac{45,5}{11,5} = 3,95\end{aligned}\quad (14.145, b)$$

sînt apropiate de limitele indicate de relațiile (10.40).

14.16. DIMENSIONAREA ROTORULUI

Dimensionarea rotorului se face conform par. 13.6.2 C.

1. Dimensiunile piesei polare

— Lățimea piesei polare, conform relației (13.53) și (14.38)

$$b_p = \alpha_p \tau = 0,7 \cdot 28,2 = 19,7 \text{ cm}$$

adică aceeași valoare ca la polii aparenti.

— Raza de formă a polului se ia tot aceeași ca la polii aparenti (v. rel. 14.39)

$$R_p = 22,13 \text{ cm},$$

pentru $\delta_M/\delta = 2$, iar $\delta = 0,4 \text{ cm}$.

— Înălțimea piesei polare, conform relației (13.54)

$$h_p = (0,1 \div 0,13)\tau = (0,1 \div 0,13) \cdot 28,2 = 2,82 \div 3,66 \text{ cm}. \quad (14.146)$$

Se ia

$$h_p = 3,2 \text{ cm}.$$

— Înălțimea extremității piesei polare, conform relației (13.54, a)

$$\begin{aligned}h'_p &= h_p - R_p + \sqrt{R_p^2 - (b_p/2)^2} = 3,2 - 22,13 + \\ &+ \sqrt{22,13^2 - (19,7/2)^2} = 0,88 \approx 0,9 \text{ cm}.\end{aligned}\quad (14.147)$$

2. Diametrul rotorului, conform relației (13.55)

$$D_r = (1,01 \div 1,03)[D - 2(\delta + h_p)] = (1,01 \div 1,03)$$

$$[54 - 2 \cdot (0,4 + 3,2)] = 47,26 \div 48,2 \text{ cm}.$$

Se ia valoarea rotunjită

$$D_r = 48 \text{ cm}, \quad (14.148)$$

urmînd ca valoarea exactă să se stabilească după construcția la scară a rotorului.

3. Numărul de creștături ale rotorului

Numărul de creștături ale rotorului, în ipoteza că ar fi uniform repartizate pe circumferința rotorului, conform relației (13.56)

$$Z'_2 = (0,136 \div 0,162)D_r = (0,136 \div 0,162) \cdot 480 = 65,28 \div 77,76.$$

— Numărul real de creștături, conform relației (13.56, a)

$$Z_2 = \gamma Z'_2 = (0,5 \div 0,7) \cdot (65,28 \div 77,76) = 32,64 \div 54,43$$

unde

$$\gamma = 0,5 \div 0,7.$$

Din condițiile impuse de relațiile (13.57), rezultă numărul de creștături (bobinate) pe un pas polar

$$N_b = \frac{Z_2}{2p} = \frac{32,64 \div 54,43}{2 \cdot 3} = 5,44 \div 9.$$

Deoarece N_b trebuie să fie număr întreg par (în cazul de față 6 sau 8), se adoptă

$$N_b = 6 \quad (14.149)$$

și rezultă

$$Z_2 = 2pN_b = 2 \cdot 3 \cdot 6 = 36 \text{ creștături reale};$$

$$N_D = 5 < 6;$$

$$Z_2 = 2p(N_b + N_D) = 2 \cdot 3 \cdot (6 + 5) = 66 \text{ creștături}; \quad (14.149, a)$$

$$\gamma = \frac{Z_2}{Z'_2} = \frac{36}{66} = 0,54.$$

4. Dimensiunile (orientative) ale creștăturii rotorului

— Lățimea creștăturii, conform relației (13.58)

$$b_{c2} = (0,45 \div 0,55)t_R = (0,45 \div 0,55) \cdot 2,28 = 1,02 \div 1,25 \text{ cm}. \quad (14.150)$$

unde pasul dentar al rotorului, conform relației (13.60)

$$t_R = \frac{\pi D_r}{Z'_2} = \frac{\pi \cdot 48}{66} = 2,28 \text{ cm}. \quad (14.150, a)$$

Lățimea creștăturii trebuie însă corelată cu lățimea standardizată a conductorului și grosimea tuturor izolațiilor b_{iz} (v. relațiile 13.126).

Conductoarele vor fi izolate tip PE2S și așezate în creștătură pe un rînd, cu dimensiunea mare pe lățimea creștăturii.

Izolația creștăturii, care este și izolația față de masă, va fi constituită din două folii de NMN cu grosimea de 0,22 mm fiecare.

Rezultă deci

$$\begin{aligned}b_{iz} &= 0,45 \text{ mm} - \text{grosimea bilaterală E2S} + \\ &0,88 \text{ mm} - \text{grosimea bilaterală a două folii NMN} + \\ &0,25 \text{ mm} - \text{jocul pe lățime} \\ &1,58 \text{ mm} \approx 1,6 \text{ mm}.\end{aligned}\quad (14.151)$$

Lăţimea orientativă a conductorului

$$b_{cond} = b_{c2} - b_{iz} = (10,2 \div 12,5) - 1,6 = 8,6 \div 10,9 \text{ mm.}$$

Din STAS 2873/1-86 (anexa 7) se va avea în vedere a se lua (după calculul înfăşurării de excitaţie) un conductor cu lăţimea de 10 mm, pentru care rezultă

$$b_{c2} = b_{cond} + b_{iz} = 10 + 1,6 = 11,6 \text{ mm.} \quad (14.151, a)$$

— Înălţimea creştăturii, conform relaţiei (13.59)

$$h_{c2} = (5 \div 7) b_{c2} = (5 \div 7) \cdot 11,6 = 58 \div 81,2 \text{ mm.}$$

Se ia iniţial

$$h_{c2} = 65 \text{ mm} \quad (14.151, b)$$

urmînd ca valoarea definitivă să se determine după calculul înfăşurării de excitaţie, însă astfel încît lăţimea minimă a dintelui mic (la baza sa) să nu fie mai mică de 5 mm.

5. Verificarea inducţiei magnetice aparente maxime la baza dintelui mare şi a lăţimii minime a dintelui mic

a) Verificarea inducţiei magnetice maxime se face conform relaţiei (13.61)

$$\begin{aligned} B'_{dRmax} &= \frac{\sigma \Phi}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{DRmin}} = \left| \begin{aligned} B'_{dRmax} &= \frac{1,1 \cdot 6,85 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,45 \cdot 0,0883} = \\ &= \frac{1,1 \cdot 6,73 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,45 \cdot 0,0883} = 1,95 \text{ T} > 1,85 \text{ T} \end{aligned} \right. \\ B'_{dRmax} &= \frac{1,1 \cdot 6,85 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,45 \cdot 0,0883} = \\ &= 1,99 \text{ T} > 1,85 \text{ T} \end{aligned}$$

în care :

$$l_{Fe2} = l_{Fe} + 1,5 \text{ cm} = 43,5 + 1,5 = 45 \text{ cm};$$

lăţimea minimă a dintelui mare, b_{DRmin} conform relaţiei (13.98, a)

$$\begin{aligned} b_{DRmin} &= \frac{\pi(D_r - 2h_{c2})}{Z_2} (N_D + 1) - b_{c2} = \frac{\pi(48 - 2 \cdot 6,5)}{66} \cdot (5 + 1) - \\ &- 1,16 = 8,83 \text{ cm.} \end{aligned} \quad (14.152)$$

Deoarece inducţia magnetică depăşeşte limita admisibilă, se măreşte l_{Fe2} . Se impune (pentru motor) care este mai solicitat,

$$B'_{dRmax} = 1,85 \text{ T}$$

şi rezultă

$$l_{Fe2} = \frac{\sigma \Phi}{k_{Fe2} b_{DRmin} B'_{dRmax}} = \frac{1,1 \cdot 6,85 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,0883 \cdot 1,85} = 0,485 \text{ m} = 48,5 \text{ cm.} \quad (14.152, a)$$

Aceasta înseamnă că miezul feromagnetic al rotorului va avea 6 pachete de 5,5 cm şi două pachete marginale de 7,75 cm. Cu noua lungime, inducţia magnetică aparentă în dinte mare va fi

$$\begin{aligned} B'_{dRmax} &= \frac{1,1 \cdot 6,73 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,485 \cdot 0,0883} = \left| \begin{aligned} B'_{dRmax} &= \frac{1,1 \cdot 6,85 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,485 \cdot 0,0883} = \\ &= 1,82 \text{ T.} \end{aligned} \right. \\ &= 1,85 \text{ T.} \end{aligned} \quad (14.152, b)$$

b) Verificarea lăţimii minime a dintelui mic

$$b_{dRmin} = \frac{\pi(D_r - 2h_{c2})}{Z_2} - b_{c2} = \frac{\pi(48 - 2 \cdot 6,5)}{66} - 1,16 = 5,06 \text{ mm.}$$

După cum se observă, b_{dRmin} este apropiat de limita inferioară (considerată cca. 5 mm) ceea ce înseamnă că şi după calculul înfăşurării de excitaţie se va avea în vedere ca înălţimea creştăturii rotorului să nu depăşească 6,5 cm.

6. Dimensiunile jugului rotorului

— Înălţimea jugului rotorului, conform relaţiei (13.51)

$$h_{j2} = \frac{\sigma \Phi}{2k_{Fe2} l_{Fe2} B_{j2}} = \frac{1,1 \cdot 6,85 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,485 \cdot 1,52} = 0,054 \text{ m} = 5,4 \text{ cm} \quad (14.153)$$

unde $B_{j2} = 1,52 \text{ T}$, conform par. 13.3.2 B.

— Diametrul interior al rotorului, conform relaţiei (13.52)

$$D_{ir} = D_r - 2(h_{c2} + h_{j2}) = 48 - 2(6,5 + 5,4) = 24,2 \text{ cm.}$$

Se adoptă

$$D_{ir} = 24 \text{ cm.} \quad (14.153, a)$$

Se recaleulează

$$h_{j2} = \frac{D_r - D_{ir}}{2} - h_{c2} = \frac{48 - 24}{2} - 6,5 = 5,5 \text{ cm.} \quad (14.153, b)$$

Valoarea recalculată a inducţiei magnetice în jugul rotorului

$$B_{j2} = \frac{\sigma \Phi}{2k_{Fe2} l_{Fe2} h_{j2}} = \frac{1,1 \cdot 6,85 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,485 \cdot 0,055} = 1,48 \text{ T.} \quad (14.153, c)$$

14.17. CALCULUL INFĂŞURĂRII DE AMORTIZARE

1. Secţiunea totală a barelor pe pol, conform relaţiei (13.62)

$$\begin{aligned} \Sigma s_a &= (0,15 \div 0,3) \frac{A \tau}{J_1} = (0,15 \div 0,3) \cdot \frac{407 \cdot 28,2}{6,6} = \\ &= 264,86 \div 529,7 \text{ mm}^2. \end{aligned}$$

2. Pasul creştăturii înfăşurării de amortizare, conform par. 13.7, se ia astfel încît să satisfacă relaţia (13.63, a) atât pentru generator, cît şi pentru motor şi să corespundă unui număr de creştături

$$n'_a = n_a + 1 = \text{număr întreg impar.}$$

Se ia

$$n'_a = 9 \text{ deci } n_a = 8$$

adică vor fi cîte 4 bare de fiecare parte a şuruburilor de fixare a piesei polare.

Pentru $n'_a = 9$ (care se introduce în relația 13.63, a și 13.64) rezultă

$$l_a = 1,97 \text{ cm}$$

ceea ce corespunde lui $k = 7$.

3. Numărul de bare pe pol, conform relației (13.64) (inclusiv bara care ar trebui pusă la mijlocul piesei polare, dar care nu se pune în realitate din cauza șuruburilor de fixare a piesei polare)

$$n'_a = \frac{b_p - l_a}{l_a} = \frac{19,7 - 1,97}{1,97} = 9. \quad (14.154)$$

4. Numărul real de bare pe pol

$$n_a = n'_a - 1 = 9 - 1 = 8 \text{ bare.} \quad (14.154, a)$$

5. Secțiunea unei bare de amortizare

$$s_a = \frac{\Sigma s_a}{n_a} = \frac{264,86 \div 529,7}{8} = 33,1 \div 66,2 \text{ mm}^2.$$

6. Diametrul barei de amortizare, conform relației (13.65) considerind barele rotunde

$$d_a = \sqrt{\frac{4s_a}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot (33,1 \div 66,2)}{\pi}} = 6,49 \div 9,18 \text{ mm.}$$

Din anexa 11, atât pentru o amortizare mai bună ca generator, cât și pentru o pornire corespunzătoare ca motor se ia $d_a = 9 \text{ mm}$.

Ca și la polii aparenti, pentru generator barele vor fi din cupru, iar pentru motor din alamă.

Calculul caracteristicilor de pornire se face identic ca la polii aparenti, diferind, evident, parametrii înfășurărilor de excitație, calcul care nu se va mai efectua.

Construcția la scară a piesei polare și a modului de fixare pe miezul rotorului sînt indicate în figura 14.6, b, iar vederea unor rotoare în variantă combinată (pe același arbore), în figura 14.6, a.

Cum se observă, diametrul rotorului $D_r = 48 \text{ cm}$, este bine stabilit, deoarece din marginea creștăturilor interioare pînă la marginea feței plane de așezare a piesei polare rezultă o distanță de cca. 5 mm, cît este recomandată.

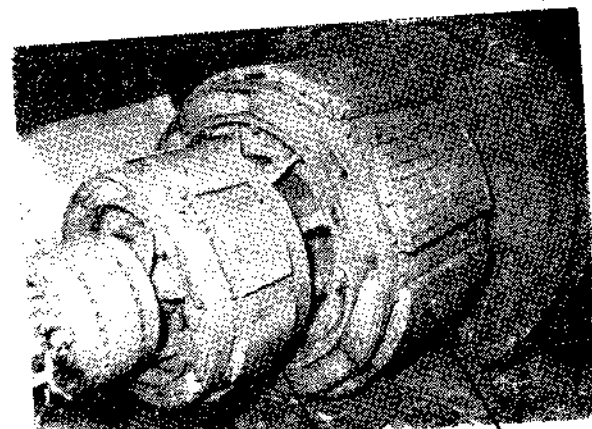
În caz că această distanță diferă de limitele recomandate (mai mică de 3 mm sau mai mare de 5 mm), atunci se schimbă diametrul D_r , pînă se încadrează în limitele de 3 ÷ 5 mm, urmînd a se recalcula mărimile afectate (l_R , b_{DR} etc.).

Pentru $d_a = 9 \text{ mm}$ rezultă

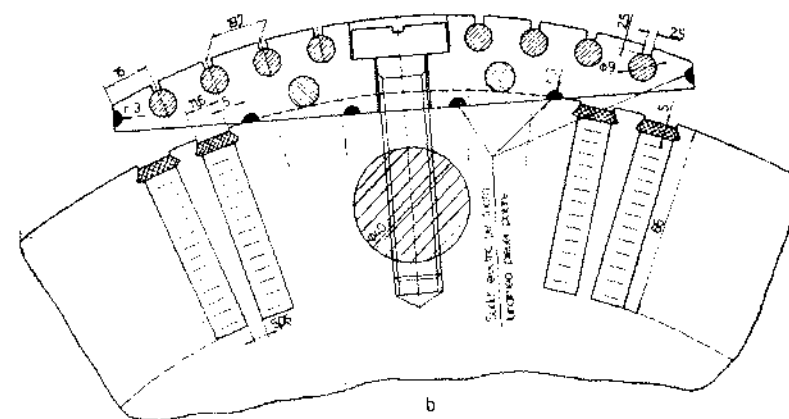
$$s_a = \frac{\pi d_a^2}{4} = \frac{\pi \cdot 9^2}{4} = 63,64 \text{ mm}^2. \quad (14.155)$$

7. Secțiunea transversală a inelului de scurtcircuitare, conform relației (13.66)

$$s_i = (0,4 \div 0,5) s_a n_a = (0,4 \div 0,5) \cdot 63,64 \cdot 8 = 203,5 \div 254,4 \text{ mm}^2. \quad (14.156)$$



a



b

Fig. 14.6. Vedere a unor rotoare în variantă combinată, pe același arbore: (a) și secțiune transversală (b) — la scară, prin rotorul în variantă combinată al mașinilor sincrone de 440 kVA/400 kW; 0,3/6 kV; 1 000 rot/min: 1 — rotor cu piese polare impachetate din folie ștanțate și coline de amortizare cu inel incomplet (segmente), soluție care nu se recomandă în cazul unor condiții grele de funcționare (se va folosi inel complet); 2 — rotor cu piese polare masive.

Se adoptă din anexa 7 tabelul 7-II, pentru inelul de scurtcircuitare, bară din cupru cu aceleași dimensiuni ca la polii aparenti (v. rel. 14.48, a)

$$6 \times 40 = 238 \text{ mm}^2.$$

Se va adopta inel de scurtcircuitare complet, pentru a evita încălzirea excesivă a șuruburilor de prindere a pieselor polare de către curenții din înfășurarea de amortizare după axa transversală (în cazul inelului de scurtcircuitare incomplet acești curenți s-ar închide, de la pol la pol, prin miezul rotoric, adică prin șuruburile de fixare a pieselor polare).

14.18. PARAMETRII ÎNFĂȘURĂRII INDUSULUI

— Lungimea frontală a bobinei statorului se determină efectuând la scară construcția grafică indicată în figura 10.47. Valorile dimensiunilor constructive sînt indicate în tabelul 10.8.

Pentru construcția grafică s-au folosit următoarele valori:

$$l_{med} = \frac{\pi(D + h_c)}{Z_1} = \frac{\pi \cdot (54 + 4,55)}{72} = 2,55 \text{ cm};$$

$$y_1 = 10;$$

$$a = 4 \text{ cm};$$

$$r = 3,5 \text{ cm};$$

$$r_1 = 1 \text{ cm};$$

$$\Delta_{12} = 0,5 \text{ cm} = 5 \text{ mm};$$

$$y_1 l_{med} = 10 \cdot 2,55 = 25,5 \text{ cm}.$$

Întrucît aceste valori diferă foarte puțin de cele obținute la mașina cu poli aparenti, se va lua aceeași lungime frontală a bobinei, dată de relația (14.50)

$$l_{f1} = l_{ABCEDEF} = 2(a + l_{BC}) + \pi r_{med} = 58,5 \text{ cm}.$$

— Lungimea medie a unei jumătăți de spirală a înfășurării statorului

$$l_{wmed} = l_g + l_{f1} = 50,5 + 58,5 = 109 \text{ cm} = 1,09 \text{ m}. \quad (14.157)$$

1. Rezistența pe fază a înfășurării statorului se calculează cu relația (13.67)

$$r_1 = \frac{R_1 I_N}{U_{1N}} = \frac{2,38 \cdot 40,32}{3 \cdot 637} = 0,0263 \text{ u.r.}$$

în care:

$$R_1 = k_r \rho_{\Phi} \frac{l_1}{s_{cu1} a_1} = 1 \cdot 1,38 \cdot \frac{1}{56}$$

$$\cdot \frac{602}{6,22 \cdot 1} = 2,38 \Omega$$

unde:

$$L_1 = 2w_1 l_{wmed} = 2 \cdot 276 \cdot 1,09 = 602 \text{ m}.$$

$$k_r \approx 1;$$

$$r_1 = \frac{1,96 \cdot 45,6}{3 \cdot 464} = 0,0258 \text{ u.r.}$$

$$(14.158)$$

$$R_1 = 1 \cdot 1,38 \cdot \frac{1}{56} \cdot \frac{550}{6,89 \cdot 1} = 1,96 \Omega$$

$$(14.158, a)$$

— Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătură, conform relației (10.82) și (14.53)

$$\lambda_{c1} = \frac{h_1 - h_4}{3b_c} k_{\beta} + \frac{h_2}{b_c} k_{\beta}' +$$

$$+ \frac{h_1}{4b_c} = \frac{36,2 - 5,6}{3 \cdot 11,5} \cdot 0,906 +$$

$$+ \frac{7}{11,5} \cdot 0,875 + \frac{5,6}{4 \cdot 11,5} = 1,45.$$

$$\lambda_{c1} = \frac{35,6 - 5,6}{3 \cdot 11,5} \cdot 0,906 +$$

$$+ \frac{7,5}{11,5} \cdot 0,875 + \frac{5,6}{4 \cdot 11,5} = 1,47.$$

$$(14.159)$$

— Permeanța geometrică specifică a scăpărilor diferențiale se calculează conform relației (10.95, a)

$$\lambda_{d1} = 0,9 k_{\lambda d} \frac{l_1 (q k_{\omega})^2 \rho_{d1} k_{01}}{k_c \delta} \sigma_{d1} = 0,9 \cdot 0,8 \cdot \frac{2,35 \cdot (4 \cdot 0,926)^2 \cdot 1 \cdot 0,953}{1,22 \cdot 0,4} \cdot 0,6 \cdot 10^{-2} = 0,271 \quad (14.160)$$

în care:

$$k_{\lambda d} = 0,8, \text{ conform relației (10.98);}$$

$$k_c = 1,22, (\text{v. rel. 14.169, a});$$

$$\rho_{d1} = 1;$$

$$k_{01} = 1 - 0,033 \frac{a_1^2}{\delta l_1} = 1 - 0,033 \cdot \frac{1,15^2}{0,4 \cdot 2,35} = 0,953;$$

$$\sigma_{d1} = 0,6 \cdot 10^{-2} \text{ pentru } q = 4 \text{ și } y_1 = (5/6) y_r \text{ din figura 10.57.}$$

— Permeanța geometrică specifică a scăpărilor la capetele dinților, conform relației (10.99)

$$\lambda_{z1} = \frac{5 \frac{\delta k_{c2}}{a_2} \cdot \frac{3\beta_y + 1}{4}}{5 + 4 \frac{\delta k_{c2}}{a_2}} = \frac{5 \cdot \frac{0,4 \cdot 1,01}{1,15} \cdot \frac{3 \cdot 0,833 + 1}{4}}{5 + 4 \cdot \frac{0,4 \cdot 1,01}{1,15}} = 0,238, \quad (14.161)$$

unde $k_{c2} = 1,01$, conform relației (14.169, b).

— Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în părțile frontale, conform relației (10.103)

$$\lambda_{f1} = 0,34 \frac{q}{l_1} (l_{f1} - 0,64 \beta_y \tau) =$$

$$= 0,34 \cdot \frac{4}{47} (58,5 - 0,64 \cdot 0,833 \cdot 28,2) = 1,25. \quad (14.162)$$

— Permeanța geometrică specifică totală a înfășurării statorului, conform relației (10.80)

$$\begin{aligned} \Sigma \lambda_1 &= \lambda_{c1} + \lambda_{d1} + \lambda_{z1} + \lambda_{f1} = \Sigma \lambda_1 = 1,47 + 0,271 + 0,23 + \\ &= 1,45 + 0,271 + 0,238 + 1,25 = 3,221. \end{aligned} \quad (14.163)$$

2. Reactanța de scăpări pe fază a înfășurării statorului, conform relației (13.68)

$$x_{\sigma 1} = \frac{X_{\sigma 1} I_N}{U_{1N}} = \frac{7,7 \cdot 40,32}{3 \cdot 637} = 0,0853 \text{ u.r.}$$

$$x_{\sigma 1} = \frac{6,46 \cdot 45,6}{3 \cdot 464} = 0,085 \text{ u.r.} \quad (14.164)$$

în care conform relației (10.79, a)

$$X_{\sigma 1} = 0,158 \left(\frac{f_1}{100} \right) \left(\frac{w_1}{100} \right)^2 \frac{l_1}{pq} \Sigma \lambda_1 =$$

$$= 0,158 \cdot \left(\frac{50}{100} \right) \cdot \left(\frac{276}{100} \right)^2 \cdot \frac{47}{3 \cdot 4} \cdot$$

$$3,221 = 7,7 \Omega.$$

$$X_{\sigma 1} = 0,158 \cdot \left(\frac{50}{100} \right) \cdot \left(\frac{252}{100} \right)^2 \cdot$$

$$\cdot \frac{47}{3 \cdot 4} \cdot 3,221 = 6,46 \Omega.$$

$$(14.164, a)$$

3. Reactanța utilă corespunzătoare fluxului magnetic de reacție longitudinală a indusului, conform relației (13.69)

$$x_{ad} = \frac{k_{ad} F_a}{k' U_{m80}} = \frac{0,875 \cdot 9\,274}{1,07 \cdot 5\,612} = 1,351 \text{ u.r.}$$

$$x_{ad} = \frac{0,875 \cdot 9\,576}{1,07 \cdot 5\,781} = 1,354 \text{ u.r.} \quad (14.165)$$

în care:

conform relației (13.70)

$$F_a = 0,9 \cdot m \frac{w_1 k_{a1}}{p} I_N = 0,9 \cdot 3 \cdot \frac{276 \cdot 0,926}{3} \cdot 40,32 = 9\,274 \text{ A};$$

$$F_a = 0,9 \cdot 3 \cdot \frac{252 \cdot 0,926}{3} \cdot 45,6 = 9\,576 \text{ A}; \quad (14.165, a)$$

$$U_{m80} = 2 \frac{B_8}{k_E \mu_0} k_C \delta = 2 \cdot \frac{0,78}{1,08 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 1,22 \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 5\,612 \text{ A}$$

$$U_{m80} = 2 \cdot \frac{0,795}{1,055 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 1,22 \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 5\,781 \text{ A} \quad (14.165, b)$$

cu k_C dat de relația (14.169, a), iar

$$k_{ad} = 0,875;$$

$$k' = 1,07$$

identici ca la polii aparenti.

4. Reactanța utilă corespunzătoare fluxului magnetic de reacție transversală a indusului, conform relației (13.72)

$$x_{aq} = \frac{k_{aq} F_a}{U_{m80}} \frac{1 + k_C}{2} = \frac{0,48 \cdot 9\,274}{5\,612} \cdot \frac{1 + 1,22}{2} = 0,88 \text{ u.r.}$$

$$x_{aq} = \frac{0,48 \cdot 9\,576}{5\,781} \cdot \frac{1 + 1,22}{2} = 0,882 \text{ u.r.} \quad (14.166)$$

unde conform relației (13.75)

$$k_{aq} = \frac{k-1}{k} k_{aq(p.u.)} + \frac{1}{k} = \frac{7,5-1}{7,5} \cdot 0,4 + \frac{1}{7,5} = 0,48$$

în care, conform relației (13.74)

$$k = \frac{\delta_{transc}}{\delta} = \frac{3}{0,4} = 7,5$$

unde

$$\delta_{transc} = \frac{D - D_r}{2} = \frac{54 - 48}{2} = 3 \text{ cm.}$$

5. Reactanța sincronă longitudinală, conform relației (13.77)

$$x_d = x_{ad} + x_{a1} = 1,351 + 0,0853 = 1,436 \text{ u.r.}$$

$$x_d = 1,354 + 0,085 = 1,439 \text{ u.r.} \quad (14.167)$$

6. Reactanța sincronă transversală, conform relației (13.77, a)

$$x_q = x_{aq} + x_{a1} = 0,88 + 0,0853 = 0,965 \text{ u.f.} \quad \left| \quad x_q = 0,882 + 0,085 = 0,967 \text{ u.r.} \right. \quad (14.168)$$

14.19. CARACTERISTICILE MAGNETICE ȘI SOLENAȚIA DE EXCITAȚIE LA SARCINA NOMINALĂ

14.19.1. TENSIUNILE MAGNETICE ȘI TENSIUNEA MAGNETOMOTOARE, LA T.E.M. NOMINALĂ

• T.m. a întrefierului principal, pe o pereche de poli, conform relației (13.80)

$$U_{m8} = 2 \frac{B_8}{\mu_0} k_C \delta = 2 \cdot \frac{0,795}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 1,22 \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 6\,177 \text{ A} \quad (14.169)$$

$$= 2 \cdot \frac{0,78}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 1,22 \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 6\,061 \text{ A}$$

în care:

$$k_C = k_{C1} k_{C2} = 1,21 \cdot 1,01 = 1,22 \quad (14.169, a)$$

unde:

$$k_{C1} = \frac{t_1}{t_1 - \gamma_1 \delta} = \frac{2,35}{2,35 - 1,04 \cdot 0,4} = 1,21$$

cu

$$\gamma_1 = \frac{\left(\frac{a_1}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{a_1}{\delta}} = \frac{\left(\frac{11,5}{4}\right)^2}{5 + \frac{11,5}{4}} = 1,04;$$

$$k_{C2} = \frac{t_2}{t_2 - \gamma_2 \delta} = \frac{1,75}{1,75 - 0,069 \cdot 0,4} = 1,01 \quad (14.169, b)$$

cu

$$\gamma_2 = \frac{\left(\frac{b_0}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_0}{\delta}} = \frac{\left(\frac{2,5}{4}\right)^2}{5 + \frac{2,5}{4}} = 0,069.$$

• T.m. a dinților indusului pentru o pereche de poli

a) Lățimile dintelui în cele 3 secțiuni, conform relațiilor (10.63), sînt:

$$b_{dmin} = t_1 - b_{c1} = 2,35 - 1,15 = 1,2 \text{ cm};$$

$$b_{dmed} = \frac{\pi(D + h_{c1})}{Z_1} - b_{c1} = \frac{\pi(54 + 4,55)}{72} - 1,15 = 1,4 \text{ cm}; \quad (14.170)$$

$$b_{dmax} = \frac{\pi(D + 2h_{c1})}{Z_1} - b_{c1} = \frac{\pi(54 + 2 \cdot 4,55)}{72} - 1,15 = 1,6 \text{ cm.}$$

b) Inducțiile magnetice aparente în cele trei secțiuni ale dintelui, conform relațiilor (10.63):

$$\begin{aligned} B'_{dmax} &= \frac{l_1 l_2 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmin}} = \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,47 \cdot 0,78}{0,95 \cdot 0,435 \cdot 1,2 \cdot 10^{-2}} = 1,73 \text{ T}; \\ B'_{dmed} &= \frac{l_1 l_2 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmed}} = \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,47 \cdot 0,78}{0,95 \cdot 0,435 \cdot 1,4 \cdot 10^{-2}} = 1,48 \text{ T}; \\ B'_{dmin} &= \frac{l_1 l_2 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmax}} = \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,47 \cdot 0,78}{0,95 \cdot 0,435 \cdot 1,6 \cdot 10^{-2}} = 1,3 \text{ T}. \end{aligned}$$

c) Întrucât toate inducțiile sînt mai mici decît 1,8 T, din anexa 2, pentru inducțiile de mai sus rezultă valorile intensităților cîmpului magnetic:

$$\begin{aligned} H_{dmax} &= 95 \text{ A/cm}; & H_{dmax} &= 116 \text{ A/cm}; \\ H_{dmed} &= 18 \text{ A/cm}; & H_{dmed} &= 21 \text{ A/cm}; \\ H_{dmin} &= 7 \text{ A/cm}. & H_{dmin} &= 7,5 \text{ A/cm}. \end{aligned} \quad (14.170, b)$$

Valoarea medie a intensității cîmpului magnetic, conform relației (7.36, a), este

$$\begin{aligned} H_{d1} &= 1/6(H_{dmax} + 4H_{dmed} + H_{dmin}) = 1/6(95 + 4 \cdot 18 + 7) = 29 \text{ A/cm}. \\ H_{d1} &= 1/6(116 + 4 \cdot 21 + 7,5) = 34,6 \text{ A/cm}. \end{aligned} \quad (14.170, c)$$

T.m. a dinților conform relației (10.62) este

$$\begin{aligned} U_{md1} &= 2h_{c1}H_{d1} = 2 \cdot 4,55 \cdot 29 = 264 \text{ A}. \\ U_{md1} &= 2 \cdot 4,55 \cdot 34,6 = 315 \text{ A}. \end{aligned} \quad (14.171)$$

• T.m. a jugului statorului pentru o pereche de poli

a) Lungimea medie a liniei de cîmp magnetic

$$L_{j1} = \frac{\pi(D_c - h_{j1})}{2p} = \frac{\pi(74 - 5,45)}{2 \cdot 3} = 35,8 \text{ cm}. \quad (14.172)$$

b) Din anexa 2, avînd în vedere valorile inducțiilor magnetice în jug (v. rel. 14.145) pentru

$$\begin{aligned} B_{j1} &= 1,495 \text{ T} & B_{j1} &= 1,52 \text{ T} \\ H_{j1} &= 19,5 \text{ A/cm}. & H_{j1} &= 21,5 \text{ A/cm}. \end{aligned}$$

T.m. a jugului statorului, conform relației (10.65) este

$$\begin{aligned} U_{mj1} &= \zeta_1 L_{j1} H_{j1} = 0,39 \cdot 35,8 \cdot 19,5 = 272 \text{ A} \\ U_{mj1} &= 0,375 \cdot 35,8 \cdot 21,5 = 288 \text{ A} \end{aligned} \quad (14.172, a)$$

unde din figura 10.29

$$\xi_1 = 0,39.$$

$$\xi_1 = 0,375.$$

T.m. a rotorului pentru o pereche de poli.

• T.m. a întrefierului de îmbinare dintre piesa polară și dintele mare, pentru o pereche de poli, conform relației (13.100)

$$\begin{aligned} U_{m\delta im b} &= 2 \frac{B_{dRmin}}{\mu_0} \delta_{im b} = 2 \cdot \frac{1,21}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 0,015 \cdot 10^{-2} = 289 \text{ A} \\ U_{m\delta im b} &= 2 \cdot \frac{1,19}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 0,015 \cdot 10^{-2} = 284 \text{ A} \end{aligned} \quad (14.173)$$

în care, conform relațiilor (13.98)

$$\begin{aligned} B_{dRmin} &= \frac{\Phi + \Phi_{\sigma p}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dRmax}} = \frac{0,85 \cdot 10^{-2} + 0,145 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,485 \cdot 0,125} = 1,21 \text{ T} \\ B_{dRmin} &= \frac{0,73 \cdot 10^{-2} + 0,141 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,485 \cdot 0,125} = 1,19 \text{ T} \end{aligned} \quad (14.173, a)$$

unde, conform relației (13.96)

$$\begin{aligned} \Phi_{\sigma p} &= \Lambda_{\sigma p} U_{m\delta j1} = 2,14 \cdot 10^{-7} \cdot 6780 = 0,145 \cdot 10^{-2} \text{ Wb}; \\ \Phi_{\sigma p} &= 2,14 \cdot 10^{-7} \cdot 6780 = 0,141 \cdot 10^{-2} \text{ Wb}; \end{aligned} \quad (14.173, b)$$

conform relației (13.96, a)

$$\begin{aligned} \Lambda_{\sigma p} &= 2\mu_0 l_p \left[\frac{h'_p}{c_p} + \frac{2h_{pm}}{\pi l_p} \ln \left(1 + \frac{\pi}{2} \frac{b_p}{c_p} \right) \right] = \\ &= 2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,485 \cdot \left[\frac{0,9}{7,3} + \frac{2 \cdot 2,43}{\pi \cdot 48,5} \ln \left(1 + \frac{\pi}{2} \cdot \frac{19,7}{7,3} \right) \right] = \\ &= 2,14 \cdot 10^{-7} \end{aligned} \quad (14.173, c)$$

cu:

$$\begin{aligned} h_{pm} &= \frac{2h_p + h'_p}{3} = \frac{2 \cdot 3,2 + 0,9}{3} = 2,43 \text{ cm}; \\ c_p &= \frac{\pi \sqrt{[D - (28 + 2h_p) + h'_p]^2 + b_p^2}}{2p} - b_p = \\ &= \frac{\pi \sqrt{[54 - (2 \cdot 0,4 + 2 \cdot 3,2) + 0,9]^2 + 19,7^2}}{2 \cdot 3} - 19,7 = 7,3 \text{ cm}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U_{m\delta j1} &= U_{m\delta} + U_{md1} + U_{mj1} = 6177 + 315 + 288 = 6780 \text{ A}; \\ U_{m\delta j1} &= 6061 + 264 + 272 = 6597 \text{ A}; \end{aligned} \quad (14.174)$$

$$b_{dRmax} = \frac{\pi D_r}{Z_1} (N_D + 1) - b_{c2} = \frac{\pi \cdot 0,48}{66} \cdot (5 + 1) - 0,0116 = 0,125 \text{ m}.$$

● Tensiunea magnetică a dintelui mare al rotorului

a) Fluxurile magnetice în cele trei secțiuni, conform relațiilor (13.94):

$$\begin{aligned}\Phi_{max} &= \Phi + \Phi_{sc} + \Phi_{sp} = \\ &= 6,73 \cdot 10^{-2} + 0,43 \cdot 10^{-2} + \\ &+ 0,141 \cdot 10^{-2} = 7,30 \cdot 10^{-2} \text{ Wb}; \\ \Phi_{med} &= \Phi + \frac{1}{2} \Phi_{sc} + \Phi_{sp} = \\ &= 6,73 \cdot 10^{-2} + \frac{1}{2} \cdot 0,43 \cdot 10^{-2} + \\ &+ 0,141 \cdot 10^{-2} = 7,08 \cdot 10^{-2} \text{ Wb}; \\ \Phi_{min} &= \Phi + \Phi_{sp} = \\ &= 6,73 \cdot 10^{-2} + 0,141 \cdot 10^{-2} = \\ &= 6,87 \cdot 10^{-2} \text{ Wb}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\Phi_{max} &= 6,85 \cdot 10^{-2} + 0,44 \cdot 10^{-2} + \\ &+ 0,145 \cdot 10^{-2} = 7,43 \cdot 10^{-2} \text{ Wb}; \\ \Phi_{med} &= 6,85 \cdot 10^{-2} + \frac{1}{2} \cdot 0,44 \cdot \\ &\cdot 10^{-2} + 0,145 \cdot 10^{-2} = 7,21 \cdot \\ &\cdot 10^{-2} \text{ Wb}; \\ \Phi_{min} &= 6,85 \cdot 10^{-2} + 0,145 \cdot 10^{-2} = \\ &= 6,99 \cdot 10^{-2} \text{ Wb}\end{aligned} \quad (14.175)$$

în care, conform relației (13.95)

$$\begin{aligned}\Lambda_{sc} &= \Lambda_{sc} U_{m8d118tmb} = \\ &= 6,36 \cdot 10^{-7} \cdot 6881 = 0,43 \cdot 10^{-2} \text{ Wb}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\Phi_{sc} &= 6,36 \cdot 10^{-7} \cdot 7069 = \\ &= 0,44 \cdot 10^{-2} \text{ Wb} \quad (14.175, a)\end{aligned}$$

unde, conform relației (13.95, a)

$$\begin{aligned}\Lambda_{sc} &= 2\mu_0 \frac{l_{sc}}{N_D} \lambda_{ce} + 0,2\mu_0 l_R = 2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{0,485}{6} \cdot 3,1 \Phi \\ &+ 0,2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,0228 = 6,36 \cdot 10^{-7}\end{aligned} \quad (14.175, b)$$

conform relației (13.88, a) și creșterii din figura 14.6, b

$$\lambda_{ce} = \frac{h_2}{2b_{c2}} + \frac{h_{02}}{b_{c2}} = \frac{58}{2 \cdot 11,6} + \frac{7}{11,6} = 3,1$$

cu $h_{02} = 1 \text{ mm}$ (istmul creșterii) + 1 mm (izolațiile sub pană) + 5 mm (pana creșterii) = 7 mm .

Este necesar a se lua pana cu grosimea de 5 mm (și uneori chiar 6 mm) deoarece creșterile sînt foarte înalte și deci solicitările mecanice (la forța centrifugă) sînt mari. În orice caz, pana trebuie verificată din punct de vedere mecanic, conform cap. 21;

$$\begin{aligned}U_{m8d118tmb} &= U_{m8} + U_{m11} + \\ &+ U_{m11} + U_{m8tmb} = 6061 + 264 + \\ &+ 272 + 284 = 6881 \text{ A.}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}U_{m8d118tmb} &= 6177 + 315 + \\ &+ 288 + 289 = 7069 \text{ A.}\end{aligned} \quad (14.175, c)$$

b) Lățimile corespunzătoare ale dintelui mare, conform relațiilor (13.98, a):

$$\begin{aligned}b_{DRmin} &= \frac{\pi(D_r - 2h_{c2})}{Z_2} (N_D + 1) - b_{c2} = \\ &= \frac{\pi \cdot (48 - 2 \cdot 6,5)}{66} \cdot (5 + 1) - 1,16 = 8,83 \text{ cm};\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}b_{DRmed} &= \frac{\pi(D_r - h_{c2})}{Z_2} (N_D + 1) - b_{c2} = \\ &= \frac{\pi \cdot (48 - 6,5)}{66} \cdot (5 + 1) - 1,16 = 10,68 \text{ cm};\end{aligned} \quad (14.176)$$

$$b_{DRmax} = \frac{\pi D_r}{Z_1} (N_D + 1) - b_{c2} = \frac{\pi \cdot 48}{66} \cdot (5 + 1) - 1,16 = 12,5 \text{ cm.}$$

c) Inducțiile magnetice în cele trei secțiuni ale dintelui mare, conform relațiilor (13.98):

$$\begin{aligned}B'_{dRmax} &= \frac{\Phi_{max}}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{DRmax}} = \\ &= \frac{7,43 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,485 \cdot 0,0883} = 1,79 \text{ T}; \\ B'_{dRmed} &= \frac{\Phi_{med}}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{DRmed}} = \\ &= \frac{7,08 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,485 \cdot 0,1068} = 1,43 \text{ T}; \\ B'_{dRmin} &= \frac{\Phi_{min}}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{DRmin}} = \\ &= \frac{6,87 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,485 \cdot 0,125} = 1,19 \text{ T.}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}B'_{dRmax} &= \frac{7,43 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,485 \cdot 0,0883} = \\ &= 1,82 \text{ T}; \\ B'_{dRmed} &= \frac{7,21 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,485 \cdot 0,1068} = \\ &= 1,46 \text{ T}; \\ B'_{dRmin} &= \frac{6,99 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,485 \cdot 0,125} = \\ &= 1,21 \text{ T.}\end{aligned} \quad (14.177)$$

d) Corespunzător inducțiilor de mai sus, rezultă intensitățile cîmpurilor magnetice din anexa 2, deoarece miezul feromagnetic al rotorului (exceptînd piesa polară care se împachetează din tole de tablă obișnuită (nealiată cu siliciu) de $1 \div 3 \text{ mm}$ grosime) se face din același material ca miezul statorului (din interiorul tolelor stator):

$$\begin{aligned}H_{dRmax} &= 118 \text{ A/cm}; \\ H_{dRmed} &= 12,5 \text{ A/cm}; \\ H_{dRmin} &= 5 \text{ A/cm.}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}H_{dRmax} &= 125 \text{ A/cm}; \\ H_{dRmed} &= 16 \text{ A/cm}; \\ H_{dRmin} &= 5,2 \text{ A/cm.}\end{aligned}$$

Intensitatea medie a cîmpului magnetic în dintele mare, conform relației (13.93, a)

$$\begin{aligned}H_{dR} &= \frac{1}{6} (H_{dRmax} + 4H_{dRmed} + \\ &+ H_{dRmin}) = \frac{1}{6} (118 + 4 \cdot 12,5 + \\ &+ 5) = 28,8 \text{ A/cm.}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}H_{dR} &= \frac{1}{6} (125 + 4 \cdot 16 + 5,2) = \\ &= 32,36 \text{ A/cm.}\end{aligned} \quad (14.177, a)$$

T.m. a dintelui mare al rotorului conform relației (13.93)

$$\begin{aligned}U_{m dR} &= 2h_{c2} H_{dR} = 2 \cdot 6,5 \cdot 28,8 = \\ &= 374 \text{ A.}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}U_{m dR} &= 2 \cdot 6,5 \cdot 32,36 = 420 \text{ A.}\end{aligned} \quad (14.178)$$

● Tensiunea magnetică a jugului rotorului (inductorului) pentru o pereche de poli.
a) Lungimea medie a liniei de câmp magnetic în jugul rotorului, conform relației (13.104)

$$L_{j2} = \frac{\pi(D_{ir} + h_{j2})}{2p} = \frac{\pi \cdot (24 + 5,5)}{2 \cdot 3} = 15,43 \text{ cm.} \quad (14.179)$$

b) Inducția magnetică în jugul rotorului (valoarea exactă), conform relației (13.102)

$$B_{j2} = \frac{\Phi + \Phi_{\sigma}}{2k_{Fe}l_{Fe}l_{j2}} = \frac{6,73 \cdot 10^{-2} + 0,57 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,485 \cdot 0,055} = 1,44 \text{ T}$$

$$B_{j2} = \frac{6,85 \cdot 10^{-2} + 0,58 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,485 \cdot 0,055} = 1,46 \text{ T} \quad (14.179. a)$$

în care :

$$\Phi_{\sigma} = \Phi_{\sigma c} + \Phi_{\sigma p} = 0,43 \cdot 10^{-2} + 0,141 \cdot 10^{-2} = 0,57 \cdot 10^{-2} \text{ Wb.}$$

$$\Phi_{\sigma} = 0,44 \cdot 10^{-2} + 0,145 \cdot 10^{-2} = 0,58 \cdot 10^{-2} \text{ Wb.} \quad (14.179. b)$$

Pentru valorile inducțiilor de mai sus, din anexa 2 rezultă

$$H_{j2} = 15 \text{ A/cm.}$$

$$H_{j2} = 16 \text{ A/cm.}$$

c) T.m. a jugului rotorului, conform relației (13.101)

$$U_{mj2} = L_{j2}H_{j2} = 15,43 \cdot 15 = 231 \text{ A.} \quad | \quad U_{mj2} = 15,43 \cdot 16 = 246 \text{ A.} \quad (14.180)$$

● T.m. a rotorului

$$U_{mR} = U_{mdR} + U_{mdim} + U_{mj2} = 374 + 284 + 231 = 889 \text{ A.}$$

$$U_{mR} = 420 + 289 + 246 = 955 \text{ A.} \quad (14.181)$$

T.m.m. pentru t.e.m. nominală

$$\Sigma U_{mi} = U_{md11} + U_{mR} = 6597 + 889 = 7486 \text{ A.}$$

$$\Sigma U_{mi} = 6780 + 955 = 7735 \text{ A.} \quad (14.182)$$

14.19.2. CONSTRUCȚIA CARACTERISTICILOR MAGNETICE ȘI DETERMINAREA SOLENAȚIEI DE EXCITAȚIE NOMINALĂ

A. Caracteristicile magnetice

Caracteristicile magnetice sînt aceleași ca la mașina cu poli aparenti (v. par. 13.9.2 A).

Acestea sînt reprezentate pe baza tabelului 14.4 în figura 14.7, a, pentru generator și în figura 14.7, b, pentru motor.

Tabelul 14.4

Caracteristicile magnetice ale mașinilor sincrone cu rotorul în variantă combinată de 440 kVA/400 kW; 6,3/6 kV; 1000 rot/min.

Relația	$\frac{E}{U_{1NM}}$	u.f.	0,55	0,85	$3(U_{1NM})$	(U_{1sc})	$k_F(E_{NM})$	1,23	1,3
		V	1 905,2	2 944,4	3 464	3 637	3 654	4 260,7	4 503,2
		2	3	4	5	6	7	8	9
		Wb	$3,57 \cdot 10^{-2}$	$5,52 \cdot 10^{-2}$	$6,5 \cdot 10^{-2}$	$6,23 \cdot 10^{-2}$	$6,85 \cdot 10^{-2}$	$7,98 \cdot 10^{-2}$	$8,44 \cdot 10^{-2}$
		T	0,414	0,64	0,754	0,723	0,795	0,926	0,979
		A	3 217	4 973	5 859	5 618	6 177	7 195	7 607
		T	0,92	1,42	1,67	1,61	1,77	2,06	2,18
		T	0,79	1,22	1,43	1,38	1,51	1,76	1,86
		T	0,69	1,06	1,25	1,2	1,32	1,54	1,63
$k_{d1} = \frac{b_c l_c}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmax}} = 0,81; k_{d2} = \frac{b_c l_c}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmed}} = 0,93; k_{d3} = \frac{b_c l_c}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmin}} = 1,08$									
H_{dmax}		A/cm	2,1	11	63	38	118	400	750
H_{dmed}		A/cm	1,55	5,2	12,5	10	21	105	150
H_{dmin}		A/cm	1,25	3,2	4,5	3,5	7,5	25	55

Tabelul 14.4 (continuare)

1	2	3	4	5	6	7	8	9
$H_{d1} = \frac{1}{6} (H_{dmax} + 4H_{dmed} + H_{dmin})$	A/cm	1,59	5,83	19,58	13,38	34,6	140,8	234
$U_{md1} = 2h_{c1}H_{d1}$	A	14	53	178	122	315	1 281	2 129
$B_{j1} = \frac{\Phi}{2k_{Fe}l_{Fe}h_{j1}}$	T	0,79	1,22	1,44	1,38	1,52	1,77	1,87
H_{j1}	A/cm	1,55	5,2	15	9,5	21,5	106	200
$U_{mj1} = \zeta_1 L_{j1} H_{j1} (\zeta_1)$	A	29(0,52)	84(0,45)	209(0,39)	139(0,41)	288(0,375)	910(0,24)	1 646(0,23)
$U_{m\delta d j1} = U_{m\delta} + U_{md1} + U_{mj1}$	A	3 260	5 110	6 246	5 879	6 780	9 386	11 392
$\Phi_{\sigma p} = \Lambda_{\sigma p} U_{m\delta d j1}$	Wb	$0,069 \cdot 10^{-2}$	$0,108 \cdot 10^{-2}$	$0,132 \cdot 10^{-2}$	$0,124 \cdot 10^{-2}$	$0,14 \cdot 10^{-2}$	$0,19 \cdot 10^{-2}$	$0,24 \cdot 10^{-2}$
$B_{dRmin} = \frac{\Phi + \Phi_{\sigma p}}{k_{Fe2}l_{Fe2}b_{dRmin}}$	T	0,73	0,97	1,15	1,10	1,21	1,41	1,5
$U_{m\delta, mb} = \frac{2}{\mu_0} B_{dRmin} \delta_{imb}$	A	174	231	274	262	289	336	358
$U_{m\delta d j1 \delta_{imb}} = U_{m\delta d j1} + U_{m\delta_{imb}}$	A	3 434	5 341	6 520	6 141	7 069	9 722	11 740
$\Phi_{\sigma c} = \Lambda_{\sigma c} U_{m\delta d j1 \delta_{imb}}$	Wb	$0,21 \cdot 10^{-2}$	$0,33 \cdot 10^{-2}$	$0,4 \cdot 10^{-2}$	$0,38 \cdot 10^{-2}$	$0,44 \cdot 10^{-2}$	$0,6 \cdot 10^{-2}$	$0,73 \cdot 10^{-2}$
$\Phi_u = \Phi + \Phi_{\sigma p} + \Phi_{\sigma c} \left(\sigma = \frac{\Phi_u}{\Phi} \right)$	Wb	$3,84 \cdot 10^{-2}$ (1,078)	$5,95 \cdot 10^{-2}$ (1,079)	$7,03 \cdot 10^{-2}$ (1,081)	$6,73 \cdot 10^{-2}$ (1,08)	$7,43 \cdot 10^{-2}$ (1,084)	$8,77 \cdot 10^{-2}$ (1,089)	$9,41 \cdot 10^{-2}$ (1,1)
$\Phi_{\sigma} = \Phi_{\sigma c} + \Phi_{\sigma p}$	Wb	$0,27 \cdot 10^{-2}$	$0,43 \cdot 10^{-2}$	$0,53 \cdot 10^{-2}$	$0,5 \cdot 10^{-2}$	$0,58 \cdot 10^{-2}$	$0,79 \cdot 10^{-2}$	$0,97 \cdot 10^{-2}$

Tabelul 14.4 (continuare)

1	2	3	4	5	6	7	8	9
$B_{dRmed} = \frac{\Phi - \frac{1}{2} \Phi_{\sigma c} + \Phi_{\sigma p}}{k_{Fe2}l_{Fe2}b_{dRmed}}$	T	0,76	1,17	1,38	1,32	1,46	1,72	1,83
$B_{dRmax} = \frac{\Phi_u}{k_{Fe2}l_{Fe2}b_{dRmin}}$	T	0,94	1,46	1,72	1,65	1,82	2,15	2,3
$k_{dRmax} = \frac{\left(\alpha_p \frac{Z'_2}{2p} - N_D \right) b_{c2} l_i}{k_{Fe2} \left[\alpha_p \frac{Z'_2}{2p} (t_{Rmin} - b_{c2}) + N_D b_{c2} \right] l_{Fe2}} = 0,35 ; \quad k_{dRmed} = \frac{\left(\alpha_p \frac{Z'_2}{2p} - N_D \right) b_{c2} l_i}{k_{Fe2} \left[\alpha_p \frac{Z'_2}{2p} (t_{Rmed} - b_{c2}) + N_D b_{c2} \right] l_{Fe2}} =$ $= 0,29 ; \quad k_{dRmin} = \frac{\left(\alpha_p \frac{Z'_2}{2p} - N_D \right) b_{c2} l_i}{k_{Fe2} \left[\alpha_p \frac{Z'_2}{2p} (t_{Rmax} - b_{c2}) + N_D b_{c2} \right] l_{Fe2}} = 0,23$								
H_{dRmin}	A/cm	1,3	2,8	4,1	3,7	5,2	10,5	20
H_{dRmed}	A/cm	1,45	4,3	9	7,4	16	90	150
H_{dRmax}	A/cm	2,2	16	90	60	125	1 000	2 000
$H_{dR} = \frac{1}{6} (H_{dRmax} + 4H_{dRmed} + H_{dRmin})$	A/cm	1,5	6	21,68	15,55	32,36	228	436
$U_{m\delta R} = 2h_{c2}H_{dR}$	A	19,5	78	281	202	420	2 964	5 668

Tabelul 14.4 (continuare)

	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$B_{j2} = \frac{\Phi_m}{2k_{pe} l_{j2} h_{j2}}$		T	0,75	1,17	1,38	1,32	1,46	1,73	1,8
H_{j2}		A/cm	1,25	4,3	9,5	7,2	16	95	120
$U_{mj2} = I_{j2} H_{j2}$		A	19	66	146	111	246	1 465	1 851
$U_{mR} = U_{mdR} + U_{m\delta l m b} + U_{mj2}$		A	212	375	701	575	955	4 765	7 877
$\Sigma U_{mi} = U_{m\delta l j1} + U_{mR}$		A	3 472	5 485	6 847	6 454	7 735	14 151	19 259
Motor	$\Phi = \Phi / \Phi_{0N}$	u.r.	0,54	0,84	1	—	1,055	1,22	1,29
	$\Phi_m = \Phi_m / \Phi_{0N}$	u.r.	0,59	0,91	1,08	—	1,14	1,34	1,44
	$\Phi_\sigma = \Phi_\sigma / \Phi_{0N}$	u.r.	0,041	0,066	0,081	—	0,089	0,121	0,149
	$\Sigma U_{mi} = \Sigma U_{mi} / U_{m0N}$	u.r.	0,5	0,8	1	—	1,12	2	2,8
	$U_{m\delta l j1} = U_{m\delta l j1} / U_{m0N}$	u.r.	0,47	0,74	0,91	—	0,99	1,37	1,66
	$U_{mR} = U_{mR} / U_{m0N}$	u.r.	0,030	0,054	0,087	—	0,139	0,69	1,15
Generator	$\Phi = \Phi / \Phi_{0N}$	u.r.	0,57	0,88	—	1	1,09	1,28	1,35
	$\Phi_m = \Phi_m / \Phi_{0N}$	u.r.	0,61	0,95	—	1,08	1,19	1,4	1,5
	$\Phi_\sigma = \Phi_\sigma / \Phi_{0N}$	u.r.	0,043	0,069	—	0,080	0,093	0,126	0,15
	$\Sigma U_{mi} = \Sigma U_{mi} / U_{m0N}$	u.r.	0,53	0,84	—	1	1,19	2,19	2,98
	$U_{m\delta l j1} = U_{m\delta l j1} / U_{m0N}$	u.r.	0,5	0,79	—	0,91	1,05	1,45	1,76
	$U_{mR} = U_{mR} / U_{m0N}$	u.r.	0,032	0,058	—	0,089	0,147	0,73	1,22

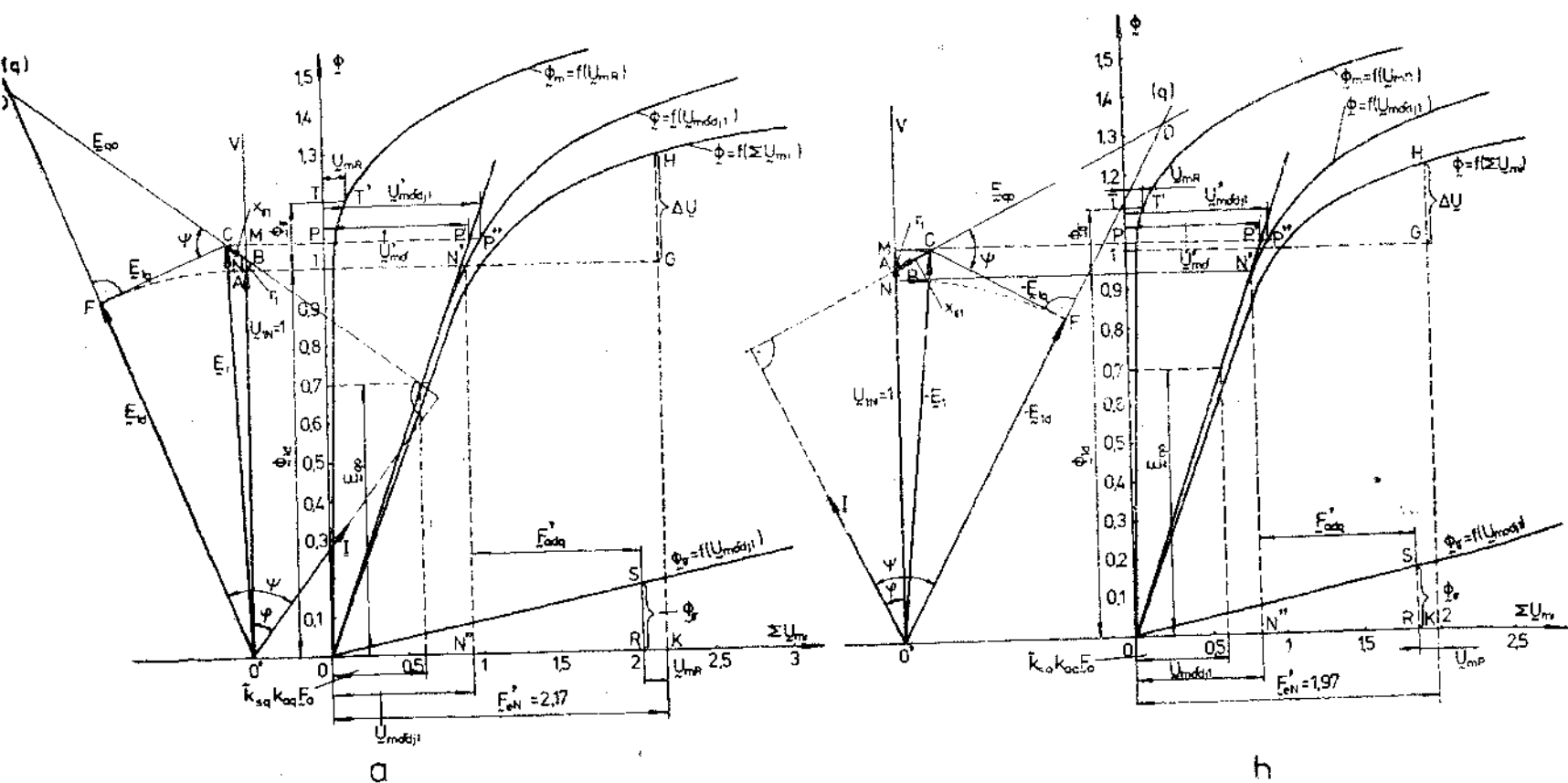


Fig. 14.7. Caracteristicile magnetice și determinarea solenității de excitație la sarcină nominală pentru mașinile sincrone cu rotorul în variantă combinată:

a — generator de 440 kVA ; 6,3 kV ; 1 000 rot/min ; b — motor de 400 kW ; 6 kV ; 1 000 rot/min.

B. Solenația de excitație la sarcină nominală

Se determină ea și la mașina cu poli aparenti, prin metoda caracteristicilor magnetice parțiale, de la paragraful 13.9.2 B, punctul 1 și paragraful 14.8.2 B, folosind caracteristicile magnetice din figura 14.7, a și b. Astfel, raportul de saturație, conform relației (13.108), este

$$\frac{U'_{m8d/1}}{U'_{m8}} = \frac{1,025}{0,9625} = 1,06 \quad \left| \quad \frac{U'_{m8d/1}}{U'_{m8}} = \frac{0,93}{0,87} = 1,06 \right. \quad (14.183)$$

pentru care din figura 13.15, b rezultă (valorile cu $\sim$):

$$\begin{aligned} \tilde{k}_{sd} &= 0,978; \\ \tilde{k}_{sq} &= 0,9; \\ \tilde{k}_1 &= 0,00105. \end{aligned} \quad (14.183, a)$$

Solenația de reacție a indusului, în u.r., conform relației (13.109, a) este

$$\underline{F}_a = \frac{F_a}{U_{m0N}} = \frac{9274}{6454} = 1,43 \text{ u.r.} \quad \left| \quad \underline{F}_a = \frac{9576}{6847} = 1,39 \text{ u.r.} \right. \quad (14.184)$$

unde, din tabelul 14.4, pentru U_{1NG} și U_{1NM} rezultă

$$U_{m0N} = 6454 \text{ A.} \quad \left| \quad U_{m0N} = 6847 \text{ A.} \right.$$

Solenația transversală, cu influența saturației magnetice, conform relației (13.109)

$$\tilde{k}_{sq}k_{aq}\underline{F}_a = 0,9 \cdot 0,48 \cdot 1,43 = 0,61 \text{ u.r.} \quad \left| \quad \tilde{k}_{sq}k_{aq}\underline{F}_a = 0,9 \cdot 0,48 \cdot 1,39 = 0,6 \text{ u.r.} \right. \quad (14.185)$$

pentru care din figura 14.7, a (pentru generator) și figura 14.7, b (pentru motor) rezultă

$$\underline{E}_{q0} = 0,7 \text{ u.r.} \quad \left| \quad \underline{E}_{q0} = 0,69 \text{ u.r.} \right.$$

După determinarea direcției axei transversale (ψ) rezultă (fig. 14.7)

$$\psi = 59^\circ. \quad \left| \quad \psi = 53^\circ. \right.$$

Solenația „eficientă” de reacție a indusului care ține cont de efectul demagnetizant al componentelor longitudinală și transversală, conform relației (13.107)

$$\begin{aligned} \underline{F}'_{adq} &= \tilde{k}_{sd}k_{ad}\underline{F}_a \sin \psi + \\ &+ \tilde{k}_1 \frac{\tau}{\delta} \underline{F}_a \cos \psi = 0,978 \cdot 0,875 \cdot \\ &\cdot 1,43 \sin 59^\circ + 0,00105 \cdot \frac{28,2}{0,4} \cdot \\ &\cdot 1,43 \cos 59^\circ = 1,1 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad \left| \quad \begin{aligned} \underline{F}'_{adq} &= 0,978 \cdot 0,875 \cdot 1,39 \sin 53^\circ + \\ &+ 0,00105 \cdot \frac{28,2}{0,4} \cdot 1,39 \cos 53^\circ = \\ &= 1,1 \text{ u.r.} \end{aligned} \right. \quad (14.186)$$

Din construcția grafică rezultă solenația de excitație la sarcină nominală, în u.r.

(fig. 14.7, a)

$$\overline{OK} = \underline{F}'_{eN} = 2,17 \text{ u.r.}$$

(fig. 14.8, b)

$$\overline{OK} = \underline{F}'_{eN} = 1,97 \text{ u.r.}$$

După majorarea cu $4 \div 6\%$ rezultă, conform relației (13.115, a)

$$\underline{F}_{eN} = (1,04 \div 1,06) \underline{F}'_{eN} = (1,04 \div 1,06) \cdot \left. \begin{aligned} 2,17 &= (2,25 \div 2,3) \text{ u.r.} \\ 1,97 &= (2,04 \div 2,08) \text{ u.r.} \end{aligned} \right. \quad (14.187, a)$$

Solenația de excitație la sarcină nominală, în A, conform relației (13.115, b) este

$$\underline{F}_{eN} = \underline{F}_{eN} U_{m0N} = (2,25 \div 2,3) \cdot \left. \begin{aligned} 6454 &= 14521 \div 14844 \text{ A.} \\ 1967 &= 13967 \div 14241 \text{ A.} \end{aligned} \right. \quad (14.187, b)$$

Se ia, pentru ambele regimuri

$$\underline{F}_{eN} = 14500 \text{ A.} \quad (14.188)$$

Căderea de tensiune în procente, conform relației (13.116)

$$\begin{aligned} \Delta U &= \frac{\overline{KH} - \overline{KG}}{\overline{KG}} \cdot 100 = \left. \begin{aligned} &= \frac{1,29 - 1}{1} \cdot 100 = 29\%. \end{aligned} \right. \quad (14.189) \\ \Delta U &= \frac{1,22 - 1}{1} \cdot 100 = 22\%. \end{aligned}$$

14.20. CALCULUL ÎNFĂȘURĂRII DE EXCITAȚIE

Secțiunea conductorului înfășurării de excitație, considerînd că toate bobinele sînt în serie, conform relației (13.123)

$$s_{ce} = 1,1 \rho_s \frac{p F_{eN} l_{med}}{U_e} = 1,1 \cdot 0,0265 \cdot \frac{3 \cdot 14500 \cdot 1,62}{75} = 27,3 \text{ mm}^2 \quad (14.190)$$

unde:

$$U_e = 75 \text{ V, stabilită conform relației (13.122).}$$

Lungimea medie a spirei se determină făcînd construcția la scară a capetelor frontale, așa cum se indică în figura 13.20, b. Construcția la scară este reprezentată în figura 14.8, în care s-au folosit următoarele valori pentru elementele constructive:

$$\begin{aligned} l_{med} &= \frac{\pi(D_r - h_{cs})}{Z_2} = \frac{\pi(48 - 6,5)}{66} = 1,97 \text{ cm}; \\ a &= 2 \text{ cm}; \\ R &= 1,5 \text{ cm}; \\ \Delta_{i2} &= 0,5 \text{ cm}; \\ C_1 &= a + R = 2 + 1,5 = 3,5 \text{ cm.} \end{aligned} \quad (14.191)$$

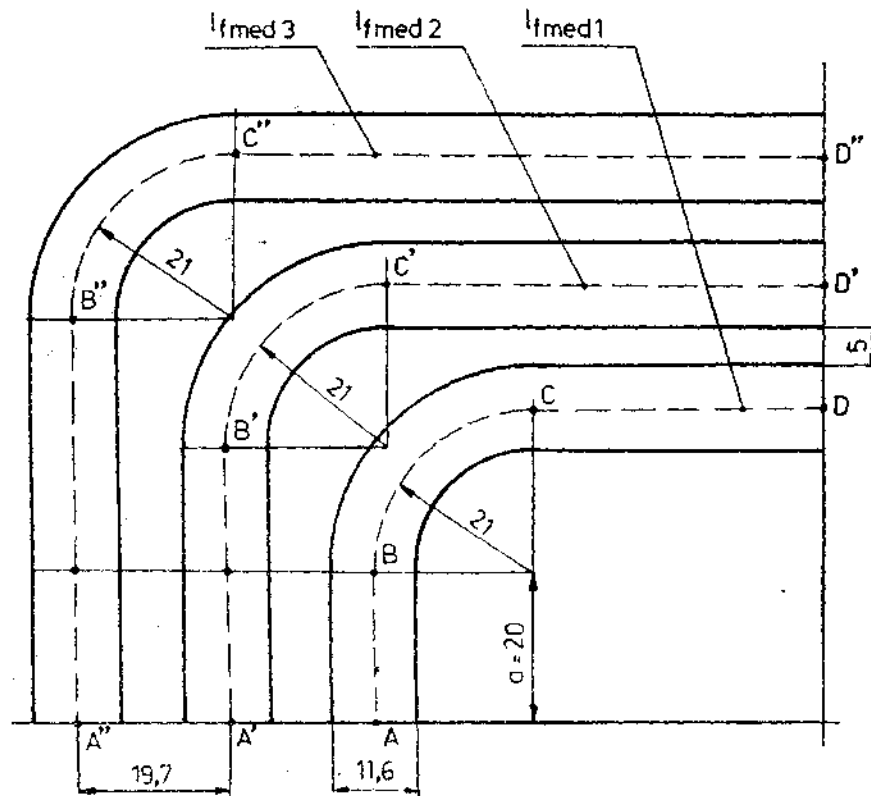


Fig. 14.8. Capetele frontale ale înfășurării de excitație, la rotorul în variantă combinată (la scară).

Din desenul la scară au rezultat :

$$l_{fmed1} = 2l_{AB} + \pi r_{med} + 2l_{CD} = 2 \cdot 20 + \pi \cdot 21 + 2 \cdot 38 = 182 \text{ mm} = 18,2 \text{ cm};$$

$$l_{fmed2} = 2l_{A'B'} + \pi r_{med} + 2l_{C'D'} = 2 \cdot 36,5 + \pi \cdot 21 + 2 \cdot 57,5 = 254 \text{ mm} = 25,4 \text{ cm};$$

$$l_{fmed3} = 2l_{A''B''} + \pi r_{med} + 2l_{C''D''} = 2 \cdot 53,5 + \pi \cdot 21 + 2 \cdot 78,5 = 330 \text{ mm} = 33 \text{ cm} \quad (14.192)$$

unde :

$$\begin{aligned} r_{med} &= 21 \text{ mm}; \\ l_{AB} &= a = 20 \text{ mm}; \\ l_{A'B'} &= 36,5 \text{ mm}; \\ l_{A''B''} &= 53,5 \text{ mm}; \\ l_{CD} &= 38 \text{ mm}; \\ l_{C'D'} &= 57,5 \text{ mm}; \\ l_{C''D''} &= 78,5 \text{ mm}. \end{aligned}$$

Lungimile medii ale spirelor bobinelor de excitație :

$$l_{emed1} = 2(l_{g2} + l_{fmed1}) = 2 \cdot (55,5 + 18,2) = 147,4 \text{ cm} = 1,474 \text{ m};$$

$$l_{emed2} = 2(l_{g2} + l_{fmed2}) = 2 \cdot (55,5 + 25,4) = 161,8 \text{ cm} \approx 1,62 \text{ m}; \quad (14.192, a)$$

$$l_{emed3} = 2(l_{g2} + l_{fmed3}) = 2 \cdot (55,5 + 33) = 177 \text{ cm} = 1,77 \text{ m},$$

unde lungimea geometrică a rotorului este

$$l_{g2} = l_{Fe2} + n_r b_v = 48,5 + 7 \cdot 1 = 55,5 \text{ cm}.$$

Lungimea medie rezultantă va fi

$$l_{emed} = \frac{l_{emed1} + l_{emed2} + l_{emed3}}{N_p/2} = \frac{1,474 + 1,62 + 1,77}{6/2} = 1,62 \text{ m}. \quad (14.193)$$

Din STAS 2873/1-86 anexa 7 și ținând cont și de indicațiile de la paragraful 14.16 punctul 4 (vezi rel. 14.151, a) în care s-a considerat lățimea conductorului înfășurării de excitație $b_{cont} = 10 \text{ mm}$, se ia conductorul din cupru electrolitic în stare moale (O), izolat cu E2S și anume

Sîrmă O-10 $\times$ 2,65 izolat E2S STAS 2873/1-86 = 26 mm².

Nu s-a luat conductorul de 10 $\times$ 2,8 izolat E2S = 27,5 mm² deoarece secțiunea s-a calculat acoperitor cu factorul 1,1, urmărindu-se de asemenea și obținerea unei înălțimi a creștăturii cât mai mică, deoarece lățimea minimă a dintelui mic este la limita inferioară — v. par. 14.16, punctul 5.

Curentul de excitație, conform relației (13.125)

$$I_e = s_{ec} J_e = 26 \cdot 5,25 = 136,5 \text{ A}, \quad (14.194)$$

în care, conform paragrafului 13.3.1 B, se adoptă

$$J_e = 5,25 \text{ A/mm}^2.$$

Numărul de spire pe pol, conform relației (13.125, a)

$$w_e = \frac{F_{eN}}{2I_e} = \frac{14500}{2 \cdot 136,5} = 53 \text{ spire/pol}. \quad (14.195)$$

Numărul de conductoare într-o creștătură (adică numărul de spire pe bobină) care trebuie să fie număr întreg

$$n_{c2} = \frac{2w_e}{N_b} = \frac{2 \cdot 53}{6} = 17,66.$$

Se ia

$$n_{c2} = 18 \quad (14.196)$$

și rezultă, conform relației (13.125, b)

$$w_e = \frac{n_{c2} N_b}{2} = \frac{18 \cdot 6}{2} = 54 \text{ spire/pol} \quad (14.196, a)$$

pentru care, cu relația (13.125, c), rezultă

$$I_{eN} = \frac{F_{eN}}{2w_e} = \frac{14500}{2 \cdot 54} = 134,2 \text{ A}. \quad (14.196, b)$$

Densitatea reală de curent, recalculată cu relația (13.125, d), este

$$J_e = \frac{I_{eN}}{s_{ee}} = \frac{134,2}{26} = 5,16 \text{ A/mm}^2 \quad (14.196, e)$$

care se încadrează în limite.

Curentul de excitație la funcționarea în gol, conform relației (13.125, e)

$$I_{e0} = \frac{U_{m0N}}{2w_e} = \frac{6,454}{2 \cdot 54} = 59,7 \text{ A.} \quad \left| \quad I_{e0} = \frac{6,847}{2 \cdot 54} = 63,4 \text{ A.} \quad (14.196, d)$$

Dimensiunile definitive ale creștăturii rotorului, conform relațiilor (13.126)

$$b_{e2} = b_{cond} + b_{tz} = 10 + 1,6 = 11,6 \text{ mm}; \quad (14.197)$$

$$h_{e2} = n_{e2}h_{cond} + h_{tz} = 18 \cdot 2,65 + 17,3 = 65 \text{ mm}$$

în care:

$b_{tz} = 1,6 \text{ mm}$, conform relației (14.151);

$h_{tz} = 0,45 \cdot 18 = 8,1 \text{ mm}$ — grosimea izolațiilor conductoarelor (E2S) +

$0,22 \cdot 6 = 1,32 \text{ mm}$ — grosimea izolației creștăturii (2 folii NMN cu grosimea de $0,22 \text{ mm}$ fiecare). +

$0,5 \cdot 1 = 0,5 \text{ mm}$ — grosimea izolației la baza creștăturii (sticlotextolit grosime $0,5 \text{ mm}$) +

$1 + 5 = 6 \text{ mm}$ — istmul + pana creștăturii din sticlotextolit grosime 5 mm +

$0,5 \cdot 2 = 1 \text{ mm}$ — izolația sub pană (2 buc. sticlotextolit gros $0,5 \text{ mm}$) +

$0,38 \text{ mm}$ — joc

total: $h_{tz} = 17,3 \text{ mm}$.

Dimensiunile definitive ale creștăturii sînt egale cu cele estimate și deci calculele efectuate sînt bune.

Rezistența înfășurării de excitație, conform relației (13.127, a)

$$R_{e0} = \rho_0 \frac{2pw_e I_{e0}}{s_{ee}} = 0,0265 \cdot \frac{2 \cdot 3 \cdot 54 \cdot 1,62}{26} = 0,52 \Omega. \quad (14.198)$$

Tensiunea de excitație se verifică cu relația (13.127)

$$U_e = R_{e0} I_{eN} = 0,52 \cdot 134,2 = 69,78 \approx 70 \text{ V.} \quad (14.199)$$

Deoarece alimentarea înfășurării de excitație se face (în cazul de față prin inele colectoare, tensiunea nominală de excitație, conform relației (13.127, b) este

$$U_{eN} = U_e + \Delta U_{pe} = 70 + 3 = 73 \text{ V.} \quad (14.200)$$

Tensiunea de excitație la funcționarea în gol, conform relației (13.127, c) și relației (13.127, d)

$$\begin{aligned} U_{e0N} &= R_{e0} I_{e0} + \Delta U_{pe} = \\ &= 0,75 \cdot 0,52 \cdot 59,7 + 3 = 26,3 \text{ V.} \end{aligned} \quad \left| \quad \begin{aligned} U_{e0N} &= 0,75 \cdot 0,52 \cdot 63,4 + 3 = \\ &= 27,7 \text{ V.} \end{aligned} \quad (14.200, a)$$

— Puterea de excitație nominală, conform relației (13.128)

$$P_{eN} = U_{eN} I_{eN} = 73 \cdot 134,2 = 9796 \text{ W} \approx 9,8 \text{ kW.} \quad (14.201)$$

● CAZUL 3. Să se proiecteze un:

GENERATOR SINCRON TRI-
FAZAT

MOTOR SINCRON TRIFAZAT

cu aceleași date nominale ca în cazul 1 și 2, diferind construcția rotorului, care este cu poli înecați.

La dimensionarea statorului diferă, față de celelalte variante, următoarele elemente:

a) Factorul de formă k_B și factorul de acoperire ideală a pasului polar α_i , care conform par. 13.1.5 B se iau ca pentru regimul sinusoidal, adică

$$\alpha_i = \frac{2}{\pi} = 0,636; \quad k_B = k_f = 1,11. \quad (14.202)$$

b) Solicitățile electromagnetice, care conform par. 13.2.2. A, observația 2-a, se iau mai mari (atît A cît și B_0) cu $5 \div 7\%$ decît valorile rezultate din figura 13.4 (v. rel. 14.9), adică:

$$A = (1,05 \div 1,07) \cdot 380 = 399 \div 406,6 \text{ A/cm};$$

$$B_0 = (1,05 \div 1,07) \cdot 0,8 = 0,84 \div 0,856 \text{ T.} \quad (14.203)$$

În continuare se vor considera valorile

$$A = 407 \text{ A/cm}; \quad (14.203, a)$$

$$B_0 = 0,83 \text{ T.}$$

După cum se vede, pătura de curent are aceeași valoare ca în celelalte cazuri (v. rel. 14.9, a), însă inducția magnetică maximă în întrefier B_0 este mai mare cu $5 \div 7\%$.

c) Lățimea întrefierului, care se va determina cu relația (13.26) nu ca în primele cazuri, cînd s-a determinat cu relația (13.24).

14.21. CALCULUL LĂȚIMII ÎNTREFIERULUI

Determinarea lățimii întrefierului pentru mașinile cu poli înecați se face cu relația (13.26)

$$\delta = \frac{0,46 \cdot 10^{-4} A \tau}{(x_d - x_{01}) B_0} = \frac{0,46 \cdot 10^{-4} \cdot 407 \cdot 28,2}{(1,45 - 0,1) \cdot 0,83} = 0,47 \text{ cm} \quad (14.204)$$

în care s-au considerat valorile:

$$x_d = 1,45 \text{ u.r.}; \quad x_{01} = 0,1 \text{ u.r.}$$

Se stabilește

$$\delta = 0,475 \text{ cm} = 4,75 \text{ mm.} \quad (14.204, a)$$

14.22. DIMENSIONAREA STATORULUI

Ca și în cazul 2, se observă că dacă s-ar lua același stator ca în cazul 1, ar rezulta solicitări electromagnetice sub limitele indicate pentru această variantă de rotor (cu poli înecați).

De aceea, similar ca în cazul 2, se recalculează (tot sumar) statorul, pentru încadrarea în limite a solicitărilor electromagnetice, considerând aceleași diametre D și D_e , precum și același număr de creștături Z_1 .

1. Lungimea ideală

Conform relațiilor (13.12) și (14.137), se calculează cu relația

$$l_i = \frac{60 S_{IN}}{k_{CA} \pi^2 D^2 n_1 A B_\delta} = \frac{60 \cdot 500 \cdot 10^3}{0,654 \cdot \pi^2 \cdot 0,54^2 \cdot 1000 \cdot 407 \cdot 10^2 \cdot 0,83} = 0,472 \text{ m} = 47,2 \text{ cm}, \quad (14.205)$$

unde:

$$k_{CA} = \frac{\pi k_w}{2\sqrt{2}} \cdot \alpha_i = \frac{\pi \cdot 0,926}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot 0,636 = 0,654.$$

2. Geometria miezului

Deoarece a rezultat o lungime ideală apropiată de cea din cazul 2 (v. rel. 14.137) se iau

$$n_v = 7; b_v = 1 \text{ cm}$$

iar din figura 4.3, pentru $b_v = 1 \text{ cm}$ și $\delta = 4,75 \text{ mm}$, rezultă

$$b'_v = 4,7 \text{ mm} = 0,47 \text{ cm}.$$

Dimensiunile miezului:

— lungimea geometrică

$$l_g = l_i + n_v b_v = 47,2 + 7 \cdot 0,47 = 50,5 \text{ cm};$$

— lungimea totală a pachetelor de fier

$$l_{Fe} = l_g - n_v b'_v = 50,5 - 7 \cdot 1 = 43,5 \text{ cm}; \quad (14.206)$$

— lungimea ideală (valoare exactă)

$$l_i = l_g - n_v b'_v = 50,5 - 7 \cdot 0,47 = 47,2 \text{ cm}.$$

După cum se observă (v. relațiile 14.142), dimensiunile geometrice ale miezului magnetic al statorului sînt identice cu cele de la cazul 2.

De aceea, se menține același stator, ca în cazul 2, inclusiv înfășurarea și dimensiunile creștăturii, urmînd să se recalculeze solicitările electromagnetice.

Pentru ușurința calculelor, se reamintesc aceste date (de la cazul 2):

$$Z_1 = 72; q = 4; y_1 = \frac{5}{6} y_\tau = 10; k_{w1} = 0,926;$$

$$\tau = 28,2 \text{ cm}; t_1 = 2,35 \text{ cm},$$

construcția înfășurării fiind cea din cazul 2 (cu bobine neegale în grupe de câte 2 bobine de același fel);

$$\left. \begin{aligned} n_{c1} &= 23; \\ w_1 &= 276; \\ A &= 395 \text{ A/cm}. \end{aligned} \right\} \quad \left. \begin{aligned} n_{c1} &= 21; \\ w_1 &= 252; \\ A &= 407 \text{ A/cm}. \end{aligned} \right\} \quad (14.207)$$

$$b_c = 11,5 \text{ mm}; h_c = 45,5 \text{ mm}; h_{j1} = 5,45 \text{ cm}.$$

3. Verificarea solicitărilor magnetice

Fluxul magnetic maxim util la sarcină nominală (Φ_N , pentru E_{IN}) pe pol, conform relației (13.20), este

$$\Phi = \frac{k_E U_{IN}}{4 k_{Bf} w_1 k_{w1}} = \frac{1,08 \cdot 3637}{4 \cdot 1,11 \cdot 50 \cdot 276 \cdot 0,926} = 6,92 \cdot 10^{-2} \text{ Wb.} \quad \left| \quad \Phi = \frac{1,055 \cdot 3464}{4 \cdot 1,11 \cdot 50 \cdot 252 \cdot 0,926} = 7,05 \cdot 10^{-2} \text{ Wb.} \quad (14.208)$$

a) Fluxul magnetic nominal la funcționarea în gol (pentru U_{IN})

$$\Phi_{0N} = \frac{\Phi}{k_E} = \frac{6,92 \cdot 10^{-2}}{1,08} = 6,4 \cdot 10^{-2} \text{ Wb.} \quad \left| \quad \Phi_{0N} = \frac{7,05 \cdot 10^{-2}}{1,055} = 6,68 \cdot 10^{-2} \text{ Wb.} \quad (14.208, a)$$

Deoarece, în cazul mașinilor cu poli înecați, mărimile s-au considerat sinusoidale, rezultă că

$$\Phi_{IN} = \Phi_{0N} = 6,4 \cdot 10^{-2} \text{ Wb.} \quad \left| \quad \Phi_{IN} = 6,68 \cdot 10^{-2} \text{ Wb.} \quad (14.208, b)$$

b) Inducția magnetică maximă în întrefier, conform relației (13.19)

$$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau l_i} = \frac{6,92 \cdot 10^{-2}}{0,636 \cdot 0,282 \cdot 0,472} = 0,817 \text{ T} \quad \left| \quad B_\delta = \frac{7,05 \cdot 10^{-2}}{0,636 \cdot 0,282 \cdot 0,472} = 0,833 \text{ T} \quad (14.209)$$

adică în limitele propuse (v. rel. 14.203).

c) Inducția magnetică maximă în jugul statorului, conform relației (10.45)

$$B_{j1} = \frac{\Phi}{2 k_{Fe} l_{Fe} h'_{j1}} = \frac{6,92 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,435 \cdot 0,0545} = 1,53 \text{ T} \quad \left| \quad B_{j1} = \frac{7,05 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,435 \cdot 0,0545} = 1,56 \text{ T} \quad (14.210)$$

valori care se consideră bune, chiar dacă pentru motor se depășește cu puțin limita maximă de 1,55 T indicată în par. 13.3.2 B.

d) Inducția magnetică aparentă maximă, la baza dintelui statoric, conform relației (10.46) și (14.145, a)

$$B'_{d1max} = \frac{t_1 l_i B_\delta}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmin}} = \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,472 \cdot 0,833}{0,95 \cdot 0,435 \cdot 1,2 \cdot 10^{-2}} = 1,82 \text{ T} \quad \left| \quad B'_{d1max} = \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,472 \cdot 0,833}{0,95 \cdot 0,435 \cdot 1,2 \cdot 10^{-2}} = 1,86 \text{ T} \quad (14.211)$$

în limitele admisibile.

În concluzie, se constată că în cazurile 2 și 3 se folosește același stator, cu aceleași solicitări electrice, însă cu solicitări magnetice diferite, dar în limitele admisibile.

14.23. DIMENSIONAREA ROTORULUI

Dimensionarea rotorului se face conform paragrafului 13.6.2 B.

1. Diametrul rotorului, conform relației (13.45)

$$D_r = D - 2\delta = 54 - 2 \cdot 0,475 = 53,05 \text{ cm.} \quad (14.212)$$

2. Lungimea rotorului, conform relației (13.46) se estimează

$$l_{Fe2} = l_{Fe} + 1 \text{ cm} = 43,5 + 1 = 44,5 \text{ cm} \quad (14.213)$$

ceea ce înseamnă că pachetele de margine ale rotorului vor fi mai mari cu cîte 0,5 cm fiecare, decît pachetele de margine ale statorului. Restul pachetelor rotorului ca număr și dimensiuni (inclusiv canalele radiale) sînt identice și suprapuse peste cele ale statorului, pentru ca aerul de ventilație să poată trece din canalele radiale ale rotorului în canalele radiale ale statorului. De aceea, la cotarea miezurilor feromagnetice ale mașinii se va adopta metoda cu baza comună (v. fig. 5.2).

Miezul feromagnetic al rotorului va avea deci $n_p = 7$ canale radiale, cu $b_p = 1$ cm lățime și 8 pachete de tole, din care 6 pachete de 5,5 cm și 2 pachete (de margine) de 5,75 cm.

Lungimea geometrică a rotorului rezultă

$$l_{g2} = l_{Fe2} + n_p b_p = 44,5 + 7 \cdot 1 = 51,5 \text{ cm.} \quad (14.213, a)$$

3. Numărul de creștături ale rotorului

Avînd în vedere că, din motive mecanice, se recomandă

$$Z_2' < Z_1 = 72$$

se alege numărul de creștături, în ipoteza că ar fi uniform repartizate, astfel încît să satisfacă și relațiile (13.47, a), adică

$$Z_2' = 54$$

și deci

$$\frac{Z_2'}{2p} = \frac{54}{6} = 9 = \text{număr întreg.}$$

Numărul de creștături reale rezultă din relația (13.47)

$$Z_2 = \gamma Z_2' = (0,66 \div 0,8) \cdot 54 = 35,64 \div 43,2$$

și dacă se ține cont de condițiile impuse de relațiile (13.47, a) se stabilește

$$Z_2 = 36.$$

Rezultă deci, pentru creștăturile rotorului, următoarele valori:

$$Z_2' = 54;$$

$$Z_2 = 36;$$

$$\gamma = \frac{Z_2}{Z_2'} = \frac{36}{54} = 0,666; \quad (14.214)$$

$$N_b = \frac{Z_2}{2p} = \frac{36}{2 \cdot 3} = 6 = \text{număr întreg par};$$

$$N_D = \frac{Z_2'}{2p} - \frac{Z_2}{2p} = 9 - 6 = 3 \text{ creștături nebobinate pe pol}$$

(N_b este numărul de creștături bobinate, pe pol, iar $N_b/2 = 6/2 = 3$, este numărul de bobine pe pol ale înfășurării de excitație).

4. Dimensiunile (orientative) ale creștăturii rotorului

— Lățimea creștăturii, conform relației (13.48)

$$b_{c2} = (0,35 \div 0,42) l_R = (0,35 \div 0,42) \cdot 3,08 = 1,08 \div 1,29 \text{ cm} \quad (14.215)$$

în care:

$$l_R = \frac{\pi D_r}{Z_2'} = \frac{\pi \cdot 53,05}{54} = 3,08 \text{ cm.}$$

După cum se observă, s-au obținut pentru b_{c2} , aproximativ aceleași limite ca și în cazul 2 (v. rel. 14.150).

De aceea, din aceleași considerente ca și în cazul 2, se alege conform relației (14.151, a)

$$b_{c2} = 11,6 \text{ mm,} \quad (14.215, a)$$

ceea ce înseamnă că se va folosi tot conductor cu lățimea standardizată la valoarea

$$b_{cond} = 10 \text{ mm.}$$

— Înălțimea creștăturii, conform relațiilor (13.49)

$$h_{c2} = (0,13 \div 0,175) D_r = (0,13 \div 0,175) \cdot 530,5 = 68,92 \div 92,8 \text{ mm.}$$

Se alege orientativ

$$h_{c2} = 75 \text{ mm.} \quad (14.215, b)$$

5. Verificarea inducției magnetice maxime la baza dintelui mare al rotorului

a) Verificarea inducției magnetice maxime se face conform relației (13.90)

$$B_{dRmax} = \frac{\Phi_{Dt}}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{dRmin}} = \frac{5,44 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,445 \cdot 0,077} = 1,67 \text{ T} \quad (14.216)$$

unde, conform relației (13.89)

$$\Phi_{Dt} = \Phi_D + \Phi_\sigma = 4,75 \cdot 10^{-2} + 0,692 \cdot 10^{-2} = 5,44 \cdot 10^{-2} \text{ Wb} \quad (14.216, a)$$

în care:

— conform relației (13.86)

$$\Phi_D = b_p l_t B_8 = 0,1232 \cdot 0,472 \cdot 0,833 = 4,75 \cdot 10^{-2} \text{ Wb} \quad (14.216, b)$$

cu (v. rel. 13.86, a)

$$b_p' = (N_D + 1) l_R = (3 + 1) \cdot 3,08 = 12,32 \text{ cm;}$$

— fluxul magnetic de scăpări, estimat pentru $\sigma = 1,1$

$$\Phi_{\sigma} = (\sigma - 1)\Phi = (1,1 - 1) \cdot 6,92 \cdot 10^{-2} = 0,692 \cdot 10^{-2} \text{ Wb}; \quad \Phi_{\sigma} = (1,1 - 1) \cdot 7,05 \cdot 10^{-2} = 0,705 \cdot 10^{-2} \text{ Wb}; \quad (14.216, c)$$

— conform relațiilor (13.90, a)

$$b_{DRmin} = \frac{\pi(D_r - 2h_{c2})}{Z'_2} (N_D + 1) - b_{c2} = \frac{\pi(53,05 - 2 \cdot 7,5)}{54} \cdot (3 + 1) - 1,16 = 7,7 \text{ cm}. \quad (14.216, d)$$

După cum se vede, valorile inducției magnetice maxime sînt sub limita admisă.

b) Verificarea lățimii minime a dintelui mic

$$b_{ARmin} = \frac{\pi(D_r - 2h_{c2})}{Z'_2} - b_{c2} = \frac{\pi(53,05 - 2 \cdot 7,5)}{54} - 1,16 = 1,05 \text{ cm}, \quad (14.217)$$

adică mult peste limita inferioară de 5 mm, ceea ce înseamnă că din punct de vedere mecanic și tehnologic nu apar dificultăți.

6. Dimensiunile jugului rotorului

— Înălțimea jugului rotorului, conform relației (13.51)

$$h_{j2} = \frac{\sigma\Phi}{2k_{res}l_{r2}B_{j2}} = \frac{1,1 \cdot 7,05 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,445 \cdot 1,5} = 0,061 \text{ m} \approx 6,1 \text{ cm}$$

unde s-a luat, conform par. 13.3.2 B

$$B_{j2} = 1,5 \text{ T}.$$

— Diametrul interior al rotorului, conform relației (13.52)

$$D_{ir} = D_r - 2(h_{c2} + h_{j2}) = 53,05 - 2(7,5 + 6,1) = 25,85 \text{ cm}.$$

Se rotunjește diametrul interior la valoarea

$$D_{ir} = 25 \text{ cm} \quad (14.218)$$

și rezultă înălțimea reală a jugului rotor

$$h_{j2} = \frac{D_r - D_{ir}}{2} - h_{c2} = \frac{53,05 - 25}{2} - 7,5 = 6,525 \text{ cm}. \quad (14.218, a)$$

14.24. CALCULUL ÎNFĂȘURĂRII DE AMORTIZARE

Înfășurarea de amortizare și de pornire în asincron, la mașinile cu poli înecați, se plasează în dintele mare, așa cum este indicat în figura 13.5, b.

Dacă mașina sincronă funcționează în regim de generator independent cu autoexcitație (excitație statică de la bornele acestuia), atunci pentru mărirea remanenței magnetice, tot în dintele mare, sub înfășurarea de amortizare, se pot prevedea creștături dreptunghiulare închise, în care se introduc bare de oțel masiv, fără a se afecta inducțiile magnetice în această zonă.

Calculul înfășurării de amortizare (respectiv de pornire) se face identic ca la mașina cu poli aparenti, conform paragrafului 13.7, cu deosebirea că în

locul lățimii piesei polare b_p din relația (13.64) trebuie considerată lățimea maximă a dintelui mare, obținută din relațiile (13.98, a), adică

$$b_{DRmax} = \frac{\pi D_r}{Z'_2} (N_D + 1) - b_{c2} = \frac{\pi \cdot 53,05}{54} \cdot (3 + 1) - 1,16 = 11,18 \text{ cm}. \quad (14.219)$$

1. Secțiunea totală a barelor pe pol, conform relației (13.62)

$$\Sigma s_a = n_a s_a = (0,15 \div 0,3) \frac{A\tau}{A_1} = (0,15 \div 0,3) \frac{407 \cdot 28,2}{6,6} = 264,86 \div 529,7 \text{ mm}^2. \quad (14.220)$$

2. Pasul creștăturilor înfășurării de amortizare și numărul de bare pe pol se determină rezolvind sistemul format de relațiile (13.63, a) și (13.64) și ținînd cont de recomandările indicate în par. 13.7.

Se stabilește astfel, din relația (13.63, a), pentru $n_a = 5$

$$t_a = 1,7 \text{ cm}$$

ceea ce corespunde lui $k = 3$.

3. Numărul de bare pe pol (în dintele mare), conform relației (13.64) însă cu b_{DRmax} , în locul lui b_p , este

$$n_a = \frac{b_{DRmax} - t_a}{t_a} = \frac{11,18 - 1,7}{1,7} = 5,57.$$

Se stabilesc valorile indicate mai sus, adică

$$n_a = 5; t_a = 1,7 \text{ cm}, \quad (14.220, a)$$

urmînd ca distanțele de la marginea dintelui mare să difere puțin de $t_a/2$, cît s-a considerat în relația (13.64).

Raportul $t_a/t_1 = 1,7/2,35 = 0,723 < 0,8$, ceea ce nu prea este indicat, conform relației (13.63).

Dacă s-ar lua $n_a = 4$ și $t_a = 2,25 \text{ cm}$ (care ar corespunde tot la $k = 3$), atunci ar rezulta

$$\frac{t_a}{t_1} = \frac{2,25}{2,35} = 0,96 < 1$$

care este într-adevăr mai mic decît 1, însă foarte apropiat de acesta, putînd apărea (pentru motor) pericolul fenomenului de lipire, la pornirea în asincron.

De aceea, se preferă prima variantă cu $n_a = 5$ și $t_a = 1,7 \text{ cm}$.

4. Secțiunea unei bare de amortizare

$$s_a = \frac{\Sigma s_a}{n_a} = \frac{264,86 \div 529,7}{5} = 52,9 \div 105,9 \text{ mm}^2. \quad (14.220, b)$$

Deoarece pasul t_a este relativ mic, cît și pentru obținerea unor caracteristici de pornire în asincron, bune, utilizînd și fenomenul de refulare, se aleg bare dreptunghiulare cu creștături semilinchise.

Se impune raportul dimensiunilor conductorului (orientativ)

$$h/b = 3$$

și rezultă lățimea conductorului

$$b = \sqrt{\frac{s_a}{3}} = \sqrt{\frac{52,9 \div 105,9}{3}} = 4,2 \div 5,94 \text{ mm}.$$

— Reactanța de scăpări pe fază a înfășurării statorului, conform relației (13.68)

$$x_{\sigma 1} = \frac{X_{\sigma 1} I_N}{U_{1N}} = \frac{7,67 \cdot 40,32}{3 \cdot 637} = 0,085 \text{ u.r.} \quad \left| \quad x_{\sigma 1} = \frac{6,43 \cdot 45,6}{3 \cdot 464} = 0,0846 \text{ u.r.} \right. \quad (14.223)$$

în care, conform relației (10.79, a)

$$X_{\sigma 1} = 0,158 \left(\frac{f_1}{100} \right) \left(\frac{w_1}{100} \right)^2 \frac{l_i}{pq} \Sigma \lambda_1 = 0,158 \cdot \left(\frac{50}{100} \right) \left(\frac{276}{100} \right)^2 \cdot \frac{47,2}{3 \cdot 4} \cdot 3,24 = 7,67 \Omega.$$

$$X_{\sigma 1} = 0,158 \cdot \left(\frac{50}{100} \right) \left(\frac{252}{100} \right)^2 \cdot \frac{47,2}{3 \cdot 4} \cdot 3,26 = 6,43 \Omega.$$

3. Reactanța utilă corespunzătoare fluxului magnetic de reacție a indusului, conform relației (13.76)

$$x_a = \frac{k_a F_a}{U_{m\delta 0}} = \frac{0,948 \cdot 9 \cdot 274}{6 \cdot 805} = 1,29 \text{ u.r.} \quad \left| \quad x_a = \frac{0,948 \cdot 9 \cdot 576}{7 \cdot 102} = 1,27 \text{ u.r.} \right. \quad (14.224)$$

în care :

$$F_a = 9 \cdot 274 \text{ A (din rel. 14.165, a);}$$

$$F_a = 9 \cdot 576 \text{ A;}$$

$$U_{m\delta 0} = \frac{U_{m\delta}}{k_g} = \frac{7 \cdot 350}{1,08} = 6 \cdot 805 \text{ A}$$

$$U_{m\delta 0} = \frac{7 \cdot 493}{1,055} = 7 \cdot 102 \text{ A}$$

unde :

$$U_{m\delta} = 7 \cdot 350 \text{ A (din rel. 14.225);}$$

$$U_{m\delta} = 7 \cdot 493 \text{ A;}$$

conform relației (13.76, a)

$$k_a = \frac{\pi^2 \gamma}{8 \sin \left(\gamma \frac{\pi}{2} \right)} = \frac{\pi^2 \cdot 0,666}{8 \sin(0,666 \cdot 90^\circ)} = 0,948. \quad (14.224, a)$$

4. Reactanța sincronă, conform relației (13.77, b)

$$x_a = x_a + x_{\sigma 1} = 1,29 + 0,085 = 1,37 \text{ u.r.} \quad \left| \quad x_a = 1,27 + 0,0846 = 1,35 \text{ u.r.} \right. \quad (14.224, b)$$

Restul parametrilor se calculează similar ca în exemplul de calcul din cazul 1.

14.26. CARACTERISTICILE MAGNETICE ȘI SOLENAȚIA DE EXCITAȚIE LA SARCINA NOMINALĂ

14.26.1. TENSIUNILE MAGNETICE ȘI TENSIUNEA MAGNETOMOTOARE LA T.E.M. NOMINALĂ

● T.m. a întrefierului principal pe o pereche de poli, conform relației (13.80)

$$U_{m\delta} = 2 \frac{B_{\delta}}{\mu_0} k_c \delta = 2 \cdot \frac{0,817}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 1,19 \cdot 4,75 \cdot 10^{-3} = 7 \cdot 350 \text{ A} \quad \left| \quad U_{m\delta} = 2 \cdot \frac{0,833}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 1,19 \cdot 4,75 \cdot 10^{-3} = 7 \cdot 493 \text{ A} \right. \quad (14.225)$$

în care coeficientul lui Carter, ținând cont că în dintele mare există creștăturile înfășurării de amortizare, este dat de relația

$$k_C = k_{C1} k_{C2D} = 1,18 \cdot 1,01 = 1,19 \quad (14.226)$$

unde :

— coeficientul lui Carter pentru stator

$$k_{C1} = \frac{l_i}{l_i - \gamma_1 \delta} = \frac{2,35}{2,35 - 0,789 \cdot 0,475} = 1,18$$

cu :

$$\gamma_1 = \frac{\left(\frac{a_s}{\delta} \right)^2}{5 + \left(\frac{a_s}{\delta} \right)} = \frac{\left(\frac{11,5}{4,75} \right)^2}{5 + \frac{11,5}{4,75}} = 0,789; \quad (14.226, a)$$

— coeficientul lui Carter, al rotorului, în zona dintelui mare unde, în cazul de față, există creștăturile de amortizare

$$k_{C2D} = \frac{l_a}{l_a - \gamma_{2D} \delta} = \frac{1,7}{1,7 - 0,05 \cdot 0,475} = 1,01 \quad (14.226, b)$$

cu :

$$\gamma_{2D} = \frac{\left(\frac{b_0}{\delta} \right)^2}{5 + \frac{b_0}{\delta}} = \frac{\left(\frac{2,5}{4,75} \right)^2}{5 + \frac{2,5}{4,75}} = 0,05.$$

OBSERVAȚIE. La calculul permeanței specifice a scăpărilor diferențiale trebuie folosit însă coeficientul lui Carter echivalent, care să țină seama de existența mai multor tipuri de creștături pe periferia rotorului, dat de relația [24]

$$k_C = k_{C1} k_{C2D} (1 - \gamma) + k_{C1} k_{C2D} \gamma = 1,18 \cdot 1,01 (1 - 0,666) + 1,18 \cdot 1,14 \cdot 0,666 = 1,29 \quad (14.226, c)$$

unde :

coeficientul lui Carter, al rotorului, în zona creștăturilor excitației

$$k_{C2d} = \frac{l_R}{l_R - \gamma_{2d} \delta} = \frac{3,08}{3,08 - 0,8 \cdot 0,475} = 1,14 \quad (14.226, d)$$

cu :

$$\gamma_{2d} = \frac{\left(\frac{b_{c2}}{\delta} \right)^2}{5 + \frac{b_{c2}}{\delta}} = \frac{\left(\frac{11,6}{4,75} \right)^2}{5 + \frac{11,6}{4,75}} = 0,8.$$

● T.m. a dinților indusului pentru o pereche de poli

a) Inducțiile magnetice aparente în cele trei secțiuni ale dintelui conform relațiilor (10.63):

$$\begin{aligned} B'_{dmax} &= \frac{l_1 l_2 B_0}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmin}} = \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,472 \cdot 0,817}{0,95 \cdot 0,435 \cdot 1,2 \cdot 10^{-2}} = 1,82 \text{ T}; \\ B'_{amed} &= \frac{l_1 l_2 B_0}{k_{Fe} l_{Fe} b_{amed}} = \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,472 \cdot 0,817}{0,95 \cdot 0,435 \cdot 1,4 \cdot 10^{-2}} = 1,56 \text{ T}; \\ B'_{dmin} &= \frac{l_1 l_2 B_0}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmax}} = \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,472 \cdot 0,817}{0,95 \cdot 0,435 \cdot 1,6 \cdot 10^{-2}} = 1,37 \text{ T} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B'_{dmax} &= \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,472 \cdot 0,833}{0,95 \cdot 0,435 \cdot 1,2 \cdot 10^{-2}} = 1,86 \text{ T}; \\ B'_{amed} &= \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,472 \cdot 0,833}{0,95 \cdot 0,435 \cdot 1,4 \cdot 10^{-2}} = 1,59 \text{ T}; \\ B'_{dmin} &= \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,472 \cdot 0,833}{0,95 \cdot 0,435 \cdot 1,6 \cdot 10^{-2}} = 1,39 \text{ T} \end{aligned} \quad (14.227)$$

unde conform relațiilor (14.170), lățimile dinților statorului sînt:

$$\begin{aligned} b_{dmin} &= 1,2 \text{ cm}; \\ b_{amed} &= 1,4 \text{ cm}; \\ b_{dmax} &= 1,6 \text{ cm}. \end{aligned}$$

b) Întrucît $B'_{dmax} > 1,8 \text{ T}$ se calculează și coeficienții dinților:

$$\begin{aligned} k_{d1} &= \frac{b_c l_1}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmax}} = \frac{1,15 \cdot 47,2}{0,95 \cdot 43,5 \cdot 1,6} = 0,82; \\ k_{d2} &= \frac{b_c l_1}{k_{Fe} l_{Fe} b_{amed}} = \frac{1,15 \cdot 47,2}{0,95 \cdot 43,5 \cdot 1,4} = 0,93; \\ k_{d3} &= \frac{b_c l_1}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dmin}} = \frac{1,15 \cdot 47,2}{0,95 \cdot 43,5 \cdot 1,2} = 1,09. \end{aligned} \quad (14.227, a)$$

c) Pentru inducțiile și coeficienții k_d de mai sus rezultă, din anexa 2, intensitățile cîmpului magnetic:

$$\begin{aligned} H_{dmax} &= 125 \text{ A/cm}; & H_{dmax} &= 160 \text{ A/cm}; \\ H_{amed} &= 27 \text{ A/cm}; & H_{amed} &= 35 \text{ A/cm}; \\ H_{dmin} &= 9 \text{ A/cm}. & H_{dmin} &= 10 \text{ A/cm}. \end{aligned}$$

Valoarea medie a intensității cîmpului magnetic, conform relației (7.36, a) este

$$\begin{aligned} H_{d1} &= \frac{1}{6} (H_{dmax} + 4H_{amed} + H_{dmin}) = \frac{1}{6} (125 + 4 \cdot 27 + 9) = 40 \text{ A/cm}. \\ H_{d1} &= \frac{1}{6} (160 + 4 \cdot 35 + 10) = 51,6 \text{ A/cm}. \end{aligned} \quad (14.227, b)$$

T.m. a dinților; conform relației (10.62), este

$$U_{md1} = 2h_{c1} H_{d1} = 2 \cdot 4,55 \cdot 40 = 364 \text{ A} \quad \left| \quad U_{md1} = 2 \cdot 4,55 \cdot 51,6 = 469 \text{ A}. \right. \quad (14.228)$$

● T.m. a jugului statorului pentru o pereche de poli

Avînd în vedere valorile inducțiilor magnetice în jug (v. rel. 14.210)

$$B_{j1} = 1,53 \text{ T} \quad \left| \quad B_{j1} = 1,56 \text{ T} \right.$$

din anexa 2 rezultă

$$H_{j1} = 22,5 \text{ A/cm}. \quad \left| \quad H_{j1} = 27 \text{ A/cm}.\right.$$

T.m. a jugului statorului, conform relației (10.65), este

$$U_{mj1} = \zeta_1 L_{j1} H_{j1} = 0,35 \cdot 35,8 \cdot 22,5 = 281 \text{ A} \quad \left| \quad U_{mj1} = 0,32 \cdot 35,8 \cdot 27 = 309 \text{ A} \right. \quad (14.229)$$

unde $\zeta_1 = 0,35$ din figura 10.29; $\zeta_1 = 0,32$.

● T.m. a statorului pentru o pereche de poli

$$\begin{aligned} U_{mdj1} &= U_{md} + U_{md1} + U_{mj1} = 7493 + 469 + 309 = 8271 \text{ A}. \\ &+ U_{mj1} = 7350 + 364 + 281 = 7995 \text{ A}. \end{aligned} \quad (14.229, a)$$

● T.m. a rotorului, pentru o pereche de poli

T.m. a dinților rotorului

a) Fluxul magnetic util prin dintele mare, determinat cu relația (14.216, b)

$$\Phi_D = 4,75 \cdot 10^{-2} \text{ Wb}. \quad \left| \quad \Phi_D = 4,84 \cdot 10^{-2} \text{ Wb}.\right.$$

b) Fluxul magnetic de scăpări al rotorului, conform relației (13.87)

$$\begin{aligned} \Phi_{\sigma r} &= A_{\sigma r} U_{mdj1} = 7 \cdot 10^{-7} \cdot 7995 = 0,55 \cdot 10^{-2} \text{ Wb} \\ \Phi_{\sigma r} &= 7 \cdot 10^{-7} \cdot 8271 = 0,57 \cdot 10^{-2} \text{ Wb} \end{aligned} \quad (14.230)$$

în care conform relației (13.88)

$$\begin{aligned} A_{\sigma r} &= 2\mu_0 \frac{l_{Fe2}}{N_p} (\lambda_{ce} + \lambda_{de}) + 0,2\mu_0 l_R = 2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{0,445}{6} \cdot (3,53 + 0,206) + 0,2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,0308 = 7 \cdot 10^{-7} \end{aligned} \quad (14.230, a)$$

unde:

conform relației (13.88, a) și figurii 14.9, din care rezultă $h_{02} = 7 \text{ mm}$

$$\lambda_{ce} = \frac{h_2}{2b_{c1}} + \frac{h_{02}}{b_{c2}} = \frac{68}{2 \cdot 11,6} + \frac{7}{11,6} = 3,53;$$

conform relației (13.88, b)

$$\lambda_{de} = \frac{[l_R - 0,75(\sigma_s + b_{c2})]^2}{6l_R \delta} = \frac{[3,08 - 0,75(1,15 + 1,16)]^2}{6 \cdot 3,08 \cdot 0,475} = 0,206. \quad (14.230, b)$$

c) *Fluxul magnetic total* care trece prin dinte mare al rotorului, conform relației (13.89)

$$\Phi_{Dt} = \Phi_D + \Phi_\sigma = 4,75 \cdot 10^{-2} + 0,55 \cdot 10^{-2} = 5,3 \cdot 10^{-2} \text{ Wb.} \quad \left| \quad \Phi_{Dt} = 4,84 \cdot 10^{-2} + 0,57 \cdot 10^{-2} = 5,41 \cdot 10^{-2} \text{ Wb.} \quad (14.230, c)\right.$$

Deoarece în dinte mare există creștături ale înfășurării de amortizare, tensiunea magnetică a dinților rotorului se va calcula, împărțind înălțimea dinților mari în două tronsoane (fig. 14.9);

— *tronsonul I* — cuprinde zona de la baza creștăturii înfășurării de excitație, pînă la baza creștăturii înfășurării de amortizare, adică pe înălțimea

$$h_I = h_{c2} - h_{ca} = 7,5 - 1,9 = 5,6 \text{ cm}; \quad (14.231)$$

— *tronsonul II* — cuprinde zona corespunzătoare înălțimii creștăturii înfășurării de amortizare, adică pe înălțimea

$$h_{II} = h_{ca} = 1,9 \text{ cm.} \quad (14.231, a)$$

Se determină tensiunea magnetică pe fiecare tronson cu valoarea medie a intensității cîmpului magnetic obținută cu formula lui Simpson, valoarea totală a tensiunii magnetice în dinții rotorului obținîndu-se prin însumarea t.m. în cele două tronsoane, adică:

$$U_{m\partial R} = U_{m\partial RI} + U_{m\partial RII}. \quad (14.232)$$

● T.m. a tronsonului I

a) *Lățimile dintelui mare în zona tronsonului I*, conform relațiilor (13.90, a) însă pentru înălțimea h_I :

$$\begin{aligned} b_{DRminI} &= \frac{\pi(D_r - 2h_{c2})}{Z_2'} (N_D + 1) - b_{c2} = \\ &= \frac{\pi(53,05 - 2 \cdot 7,5)}{54} (3 + 1) - 1,16 = 7,7 \text{ cm}; \\ b_{DRmedI} &= \frac{\pi(D_r - 2h_{c2} + h_I)}{Z_2'} (N_D + 1) - b_{c2} = \\ &= \frac{\pi(53,05 - 2 \cdot 7,5 + 5,6)}{54} (3 + 1) - 1,16 \approx 9 \text{ cm}; \\ b_{DRmaxI} &= \frac{\pi(D_r - 2h_{c2} + 2h_I)}{Z_2'} (N_D + 1) - b_{c2} = \\ &= \frac{\pi(53,05 - 2 \cdot 7,5 + 2 \cdot 5,6)}{54} (3 + 1) - 1,16 = 10,3 \text{ cm.} \end{aligned} \quad (14.233)$$

b) *Inducțiile magnetice în cele trei secțiuni ale tronsonului I*, conform relațiilor (13.90):

$$\begin{aligned} B_{dRmaxI} &= \frac{\Phi_{Dt}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{DRmaxI}} = \frac{5,3 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,445 \cdot 0,077} = 1,62 \text{ T}; \\ B_{dRmedI} &= \frac{\Phi_{Dt}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{DRmedI}} = \frac{5,3 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,445 \cdot 0,09} = 1,39 \text{ T}; \\ B_{dRminI} &= \frac{\Phi_{Dt}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{DRminI}} = \frac{5,3 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,445 \cdot 0,103} = 1,21 \text{ T.} \end{aligned} \quad \left| \quad \begin{aligned} B_{dRmaxI} &= \frac{5,41 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,445 \cdot 0,077} = 1,66 \text{ T}; \\ B_{dRmedI} &= \frac{5,41 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,445 \cdot 0,09} = 1,42 \text{ T}; \\ B_{dRminI} &= \frac{5,41 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,445 \cdot 0,103} = 1,24 \text{ T.} \end{aligned} \quad (14.233, a)\right.$$

c) *Intensitățile cîmpului magnetic în cele trei secțiuni ale tronsonului I* rezultă din anexa 2, deoarece miezul feromagnetic al rotorului este din același material ca miezul statorului (din interiorul tolelor stator);

$$\begin{aligned} H_{dRmaxI} &= 55 \text{ A/cm}; & H_{dRmaxI} &= 70 \text{ A/cm}; \\ H_{dRmedI} &= 10 \text{ A/cm}; & H_{dRmedI} &= 12,5 \text{ A/cm}; \\ H_{dRminI} &= 5,5 \text{ A/cm}. & H_{dRminI} &= 6 \text{ A/cm}. \end{aligned}$$

Valoarea medie a intensității cîmpului magnetic în tronsonul I, conform relației (13.84, a)

$$\begin{aligned} H_{dRI} &= \frac{1}{6} (H_{dRmaxI} + 4H_{dRmedI} + H_{dRminI}) = \frac{1}{6} (55 + 4 \cdot 10 + 5,5) = 16,7 \text{ A/cm.} \\ H_{dRI} &= \frac{1}{6} (70 + 4 \cdot 12,5 + 6) = 21 \text{ A/cm.} \end{aligned} \quad (14.233, b)$$

d) *T.m. a tronsonului I*, pe o pereche de poli

$$\begin{aligned} U_{m\partial RI} &= 2h_I H_{dRI} = 2 \cdot 5,6 \cdot 16,7 = 187 \text{ A.} \\ U_{m\partial RI} &= 2 \cdot 5,6 \cdot 21 = 235 \text{ A.} \end{aligned} \quad (14.234)$$

● T.m. a tronsonului II

a) *Lățimile dintelui mare în zona tronsonului II*:

$$\begin{aligned} b_{DRminII} &= \frac{\pi(D_r - 2h_{II})}{Z_2'} (N_D + 1) - b_{c2} - n_a b_{ca} = \\ &= \frac{\pi(53,05 - 2 \cdot 1,9)}{54} (3 + 1) - 1,16 - 5 \cdot 0,53 = 7,65 \text{ cm}; \\ b_{DRmedII} &= \frac{\pi(D_r - h_{II})}{Z_2'} (N_D + 1) - b_{c2} - n_a b_{ca} = \\ &= \frac{\pi(53,05 - 1,9)}{54} (3 + 1) - 1,16 - 5 \cdot 0,53 = 8,09 \text{ cm}; \end{aligned} \quad (14.235)$$

$$b_{DRmaxII} = \frac{\pi D_r}{Z_2} (N_D + 1) - b_{c2} - n_a b_{ca} =$$

$$= \frac{\pi \cdot 53,05}{54} (3 + 1) - 1,16 - 5 \cdot 0,53 = 8,53 \text{ cm.}$$

b) Inducțiile magnetice aparente în cele trei secțiuni ale tronsonului II:

$$B'_{dRmaxII} = \frac{\Phi_{Di}}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{DRmaxII}} =$$

$$= \frac{5,3 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,445 \cdot 0,0765} = 1,63 \text{ T;}$$

$$B'_{dRmedII} = \frac{\Phi_{Di}}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{DRmedII}} =$$

$$= \frac{5,3 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,445 \cdot 0,0809} = 1,55 \text{ T;}$$

$$B'_{dRminII} = \frac{\Phi_{Di}}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{DRminII}} =$$

$$= \frac{5,3 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,445 \cdot 0,0853} = 1,47 \text{ T.}$$

$$B'_{dRmaxII} = \frac{5,41 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,445 \cdot 0,0765} =$$

$$= 1,67 \text{ T;}$$

$$B'_{dRmedII} = \frac{5,41 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,445 \cdot 0,0809} =$$

$$= 1,58 \text{ T; (14.235, a)}$$

$$B'_{dRminII} = \frac{5,41 \cdot 10^{-2}}{0,95 \cdot 0,445 \cdot 0,0853} =$$

$$= 1,50 \text{ T.}$$

c) Intensitățile cîmpului magnetic în cele trei secțiuni ale tronsonului II. rezultă din anexa 2:

$$H_{dRmaxII} = 50 \text{ A/cm;}$$

$$H_{dRmedII} = 25 \text{ A/cm;}$$

$$H_{dRminII} = 18 \text{ A/cm.}$$

$$H_{dRmaxII} = 70 \text{ A/cm;}$$

$$H_{dRmedII} = 32 \text{ A/cm;}$$

$$H_{dRminII} = 20 \text{ A/cm.}$$

OBSERVAȚIE. În cazul în care $B'_{dRx} > 1,8 \text{ T}$, atunci H_{dRx} se alege și în funcție de coeficientul dintelui pentru zona tronsonului II (a creștăturilor de amortizare), coeficient calculat similar ca în relațiile (7.36, c), însă cu dimensiunile corespunzătoare zonei respective a rotorului, adică

$$k_{dRx} = \frac{b_{ca} l_i}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{dRx}} \quad (14.236)$$

în care, mărimile cu indice „2” se referă la rotor, iar b_{dRx} este lățimea unui dinte din zona înfășurării de amortizare, corespunzătoare secțiunii „x” (minimă, medie, maximă), secțiune în care $B'_{dRx} > 1,8 \text{ T}$.

În cazul de față, vor fi necesari acești coeficienți, atunci cînd se calculează caracteristica magnetică, pentru valori ale lui $E > E_N$.

Valorile acestor coeficienți vor fi deci:

$$k_{dRI} = \frac{b_{ca} l_i}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{dRmax}} = \frac{0,53 \cdot 47,2}{0,95 \cdot 44,5 \cdot 1,17} = 0,505;$$

$$k_{dR2} = \frac{b_{ca} l_i}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{dRmed}} = \frac{0,53 \cdot 47,2}{0,95 \cdot 44,5 \cdot 1,109} = 0,532;$$

$$k_{dR3} = \frac{b_{ca} l_i}{k_{Fe2} l_{Fe2} b_{dRmin}} = \frac{0,53 \cdot 47,2}{0,95 \cdot 44,5 \cdot 1,048} = 0,564$$

$$(14.236, a)$$

în care:

$$b_{dRmax} = l_a - b_{ca} = 1,7 - 0,53 = 1,17 \text{ cm;}$$

$$b_{dRmed} = l_a \frac{D_r - h_{II}}{D_r} - b_{ca} = 1,7 \cdot \frac{53,05 - 1,9}{53,05} - 0,53 = 1,109 \text{ cm;}$$

$$b_{dRmin} = l_a \frac{D_r - 2h_{II}}{D_r} - b_{ca} = 1,7 \cdot \frac{53,05 - 2 \cdot 1,9}{53,05} - 0,53 = 1,048 \text{ cm.}$$

$$(14.236, b)$$

După cum se vede, valorile coeficienților sînt apropiate, astfel că se putea determina doar coeficientul mediu k_{dR2} .

Valoarea medie a intensității cîmpului magnetic în tronsonul II

$$H_{dRII} = \frac{1}{6} (H_{dRmaxII} +$$

$$+ 4H_{dRmedII} + H_{dRminII}) =$$

$$= \frac{1}{6} (50 + 4 \cdot 25 + 18) = 28 \text{ A/cm}$$

$$H_{dRII} = \frac{1}{6} (70 + 4 \cdot 32 + 20) =$$

$$= 36,3 \text{ A/cm.}$$

d) T.m. a tronsonului II, pe o pereche de poli

$$U_{mdRII} = 2h_{II} H_{dRII} =$$

$$= 2 \cdot 1,9 \cdot 28 = 106 \text{ A.}$$

$$U_{mdRII} = 2 \cdot 1,9 \cdot 36,3 = 138 \text{ A.}$$

$$(14.237)$$

T.m. a dinților rotorului, pe o pereche de poli, conform relației (14.232)

$$U_{mdR} = U_{mdRI} + U_{mdRII} =$$

$$= 187 + 106 = 293 \text{ A.}$$

$$U_{mdR} = 235 + 138 = 373 \text{ A.}$$

$$(14.238)$$

• T.m. a jugului rotorului (inductorului) pentru o pereche de poli

a) Lungimea medie a liniei de cîmp magnetic în jugul rotorului, conform relației (13.104)

$$L_{j2} = \frac{\pi(D_{jr} + h_{j2})}{2\rho} = \frac{\pi(25 + 6,525)}{2 \cdot 3} = 16,5 \text{ cm.} \quad \therefore (14.239)$$

b) Inducția magnetică, în jugul rotorului, conform relației (13.102)

$$B_{j2} = \frac{\Phi + \Phi_a}{2k_{Fe2} l_{Fe2} h_{j2}} =$$

$$= \frac{6,92 \cdot 10^{-2} + 0,55 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,445 \cdot 0,06525} = 1,35 \text{ T.}$$

$$B_{j2} = \frac{7,05 \cdot 10^{-2} + 0,57 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,445 \cdot 0,06525} =$$

$$= 1,38 \text{ T; (14.240)}$$

Din anexa 2, rezultă:

$$H_{j2} = 8 \text{ A/cm.}$$

$$H_{j2} = 9,5 \text{ A/cm.}$$

c) T.m. a jugului rotor, conform relației (13.101)

$$U_{mj2} = L_{j2} H_{j2} = 16,5 \cdot 8 = 132 \text{ A.}$$

$$U_{mj2} = 16,5 \cdot 9,5 = 156 \text{ A. (14.241)}$$

T.m. a rotorului

$$U_{mR} = U_{mdR} + U_{mj2} =$$

$$= 293 + 132 = 425 \text{ A.}$$

$$U_{mR} = 373 + 156 = 529 \text{ A.}$$

$$(14.242)$$

T.m.m. pentru t.e.m. nominală

$$\sum U_{mi} = U_{mdj1} + U_{mR} = \\ = 7995 + 425 = 8420 \text{ A.}$$

$$\sum U_{mi} = 8271 + 529 = \\ = 8800 \text{ A.} \quad (14.243)$$

14.26.2. CONSTRUCȚIA CARACTERISTICILOR MAGNETICE ȘI DETERMINAREA SOLENAȚIEI DE EXCITAȚIE NOMINALĂ

Pe baza datelor din tabelul 14.5, se trasează caracteristicile magnetice de funcționare în gol, care sînt reprezentate în figura 14.10, a și b.
Reactanța Potier, conform relației (13.117)

$$x_p = x_{o1} + 0,02 = 0,085 + \\ + 0,02 = 0,105 \text{ u.r.} \quad | \quad x_p = 0,0846 + 0,02 = \\ = 0,1046 \text{ u.r.} \quad (14.244)$$

Solenația de reacție a indusului echivalentă, conform relației (13.118) în u.r.

$$\tilde{F}_a' = \frac{F_a'}{U_{m0N}} = \frac{8791}{7453} = 1,18 \text{ u.r.} \quad | \quad \tilde{F}_a' = \frac{9078}{7951} = 1,14 \text{ u.r.} \quad (14.245)$$

în care, conform relației (13.118, a)

$$F_a' = k_a F_a = 0,948 \cdot 9274 = \\ = 8791 \text{ A} \quad | \quad F_a' = 0,948 \cdot 9576 = 9078 \text{ A} \\ (14.245, a)$$

unde pentru k_a , vezi relația (14.224, a), iar U_{m0N} este $\sum U_{mi}$ pentru U_{LN} , care din tabelul 14.5 este

$$U_{m0N} = 7453 \text{ A.} \quad | \quad U_{m0N} = 7951 \text{ A.} \quad (14.245, b)$$

Solenația de excitație la sarcină nominală rezultă, conform relației (13.119)

din figura 14.10, a

$$\tilde{F}_{eN} = \overline{OG} = 2,12 \text{ u.r.}$$

din figura 14.10, b

$$\tilde{F}_{eN} = \overline{OG} = 1,98 \text{ u.r.} \quad (14.246)$$

sau, în A, conform relației (13.119, a)

$$F_{eN} = \tilde{F}_{eN} U_{m0N} = 2,12 \cdot 7453 = \\ = 15800 \text{ A.} \quad | \quad F_{eN} = 1,98 \cdot 7951 = 15742 \text{ A.} \\ (14.246, a)$$

Se ia, pentru ambele regimuri

$$F_{eN} = 15800 \text{ A.} \quad (14.247)$$

Căderea de tensiune, conform relației (13.120) și figurii 14.10, a și b

$$\Delta U = \frac{\overline{GM} - \overline{GN}}{\overline{GN}} \cdot 100 = \\ = \frac{1,29 - 1}{1} \cdot 100 = 29\%$$

$$\Delta U = \frac{1,24 - 1}{1} \cdot 100 = 24\%$$

care se încadrează în limitele obișnuite.

Tabelul 14.5

Caracteristicile magnetice ale mașinilor sincrone cu poli înecați de 440 kVA/400 kW ; 6,3/6 kV ; 1000 rot./min.

Relația	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$\frac{E}{U_{LN}}$									
$\Phi = \frac{E}{4k_{sf} w k_v}$									
$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha_f \tau l_f}$									
$U_{m\delta} = \frac{2}{\mu_0} B_\delta k_\delta$									
$B'_{\delta max} = \frac{l_f B_\delta}{k_{fe} l_{fe} b_{\delta min}}$									
$B'_{\delta med} = \frac{l_f B_\delta}{k_{fe} l_{fe} b_{\delta med}}$									
$B'_{\delta min} = \frac{l_f B_\delta}{k_{fe} l_{fe} b_{\delta max}}$									
$k_{d1} = \frac{b_c l_f}{k_{fe} l_{fe} b_{\delta max}} = 0,82 ;$									
$k_{d2} = \frac{b_c l_f}{k_{fe} l_{fe} b_{\delta med}} = 0,93 ;$									
$k_{d3} = \frac{b_c l_f}{k_{fe} l_{fe} b_{\delta min}} = 1,09$									
$H_{\delta max}$									
$H_{\delta med}$									
$H_{\delta min}$									
$H_{d1} = \frac{1}{6} (H_{\delta max} + 4H_{\delta med} + H_{\delta min})$									
u.r.									
V									
Wh									
T									
A									
T									
T									
0,85									
1(U _{LN})									
(U _{LN})									
k _d (E _{LN})									
1,23									
1,3									
0,55									
1 905,2									
0,67									
6 036									
1,49									
1,27									
1,11									
3,67 · 10 ⁻²									
5,67 · 10 ⁻²									
6,68 · 10 ⁻²									
6,4 · 10 ⁻²									
7,05 · 10 ⁻²									
8,21 · 10 ⁻²									
8,68 · 10 ⁻²									
0,433									
3 906									
0,96									
0,82									
0,72									
2,3									
1,5									
1,2									
1,58									
18									
6,5									
3,7									
7,95									
100									
19,5									
7,2									
30,86									
90									
14,5									
6									
25,66									
160									
35									
10									
51,6									
800									
150									
40									
206,66									
1 250									
240									
90									
383,33									

1	2	3	4	5	6	7	8	9
$U_{m1} = 2h_{c1}H_{d1}$	A	14,38	72,34	281	233	469	1 880	3 488
$B_{j1} = \frac{\Phi}{2k_{Fe}l_{Fe}h_{j1}}$	T	0,80	1,24	1,47	1,42	1,56	1,80	1,91
H_{j1}	A/cm	1,56	5,5	17,5	12	27	125	205
$U_{m1} = \zeta_1 L_{j1} H_{j1} \quad (\zeta_1)$	A	29(0,52)	96(0,48)	244(0,39)	171(0,4)	309(0,32)	1 253(0,28)	1 834(0,25)
$U_{m\delta d1} = U_{m\delta} + U_{m\delta1} + U_{m\delta1}$	A	3 949	6 204	7 627	7 209	8 271	11 868	14 554
$\Phi_D = b_p l_i B_{\delta}$	Wb	$2,51 \cdot 10^{-2}$	$3,89 \cdot 10^{-2}$	$4,58 \cdot 10^{-2}$	$4,39 \cdot 10^{-2}$	$4,84 \cdot 10^{-2}$	$5,63 \cdot 10^{-2}$	$5,95 \cdot 10^{-2}$
$\Phi = \Lambda_{\sigma c} U_{m\delta d1}$	Wb	$0,27 \cdot 10^{-2}$	$0,43 \cdot 10^{-2}$	$0,53 \cdot 10^{-2}$	$0,50 \cdot 10^{-2}$	$0,57 \cdot 10^{-2}$	$0,83 \cdot 10^{-2}$	$1,01 \cdot 10^{-2}$
$\Phi_{Dt} = \Phi_D + \Phi_{\sigma}$	Wb	$2,78 \cdot 10^{-2}$	$4,32 \cdot 10^{-2}$	$5,11 \cdot 10^{-2}$	$4,89 \cdot 10^{-2}$	$5,41 \cdot 10^{-2}$	$6,46 \cdot 10^{-2}$	$6,96 \cdot 10^{-2}$
$B_{dRmaz1} = \frac{\Phi_{Dt}}{k_{Fe}l_{Fe}b_{dRmaz1}}$	T	0,85	1,32	1,56	1,50	1,66	1,98	2,13
$B_{dRmed1} = \frac{\Phi_{Dt}}{k_{Fe}l_{Fe}b_{dRmed1}}$	T	0,73	1,13	1,34	1,28	1,42	1,69	1,82
$B_{dRmin1} = \frac{\Phi_{Dt}}{k_{Fe}l_{Fe}b_{dRmin1}}$	T	0,63	0,99	1,17	1,12	1,24	1,48	1,59
H_{dRmaz1}	A/cm	1,7	7,5	32,5	20	70	330	1 250
H_{dRmed1}	A/cm	1,2	4,2	8	6,7	12,5	85	135
H_{dRmin1}	A/cm	1	2,6	4,7	4	6	18	35
$U_{dRI} = \frac{1}{6} (H_{dRmaz1} + 4H_{dRmed1} + H_{dRmin1})$	A/cm	1,25	4,48	11,53	8,46	21	114	304
$U_{mRI} = 2h_{i1}H_{dRI}$	A	14	50	129	94	235	1 276	3 405
$B'_{dRmazII} = \frac{\Phi_{Dt}}{k_{Fe}l_{Fe}b_{dRmazII}}$	T	0,859	1,33	1,58	1,51	1,67	1,99	2,15

Tabelul 14.5 (continuare)

1	2	3	4	5	6	7	8	9
$B'_{dRmedII} = \frac{\Phi_{Dt}}{k_{Fe}l_{Fe}b_{dRmedII}}$	T	0,81	1,26	1,49	1,43	1,67	1,88	2,03
$B'_{dRminII} = \frac{\Phi_{Dt}}{k_{Fe}l_{Fe}b_{dRminII}}$	T	0,77	1,19	1,41	1,35	1,5	1,79	1,93
$k_{dR1} = \frac{b_{ca}l_i}{k_{Fe}l_{Fe}b_{damaz}} = 0,505 ; \quad k_{dR2} = \frac{b_{ca}l_i}{k_{Fe}l_{Fe}b_{damaz}} = 0,532 ; \quad k_{dR3} = \frac{b_{ca}l_i}{k_{Fe}l_{Fe}b_{damaz}} = 0,564$								
$H_{dRmazII}$	A/cm	1,8	8	35	21	70	325	775
$H_{dRmedII}$	A/cm	1,5	6,3	20	13,5	32	195	350
$H_{dRminII}$	A/cm	1,3	5	11	8,5	20	120	240
$H_{dRII} = \frac{1}{6} (H_{dRmazII} + 4H_{dRmedII} + H_{dRminII})$	A/cm	1,51	6,36	21	13,9	36,3	204	402
$U_{mRII} = 2h_{i1}H_{dRII}$	A	6	24	80	53	138	775	1 527
$U_{m\delta R} = U_{m\delta RI} + U_{m\delta RI}$	A	20	74	209	147	373	2 051	4 932
$B_{j2} = \frac{\Phi + \Phi_{\sigma}}{2k_{Fe}l_{Fe}h_{j2}}$	T	0,71	1,1	1,3	1,25	1,38	1,63	1,75
H_{j2}	A/cm	1,1	3,7	7	5,9	9,5	50	100
$U_{m12} = L_{j2}H_{j2}$	A	18	61	115	97	156	825	1 650
$U_{mR} = U_{m\delta R} + U_{m12}$	A	38	135	324	244	529	2 875	6 582
$\Sigma U_{mt} = U_{m\delta d1} + U_{mR}$	A	3 987	6 339	7 951	7 453	8 800	14 744	21 136
$\Phi = \Phi/\Phi_{0N}$	u.r.	0,55	0,85	1	—	1,055	1,23	1,3
$\Sigma U_{mt} = \Sigma U_{mt}/U_{m0N}$	u.r.	0,5	0,79	1	—	1,10	1,85	2,65
$\Phi = \Phi/\Phi_{0N}$	u.r.	0,57	0,88	—	1	1,10	1,28	1,35
$\Sigma U_{mt} = \Sigma U_{mt}/U_{m0N}$	u.r.	0,53	0,85	—	1	1,18	1,97	2,83

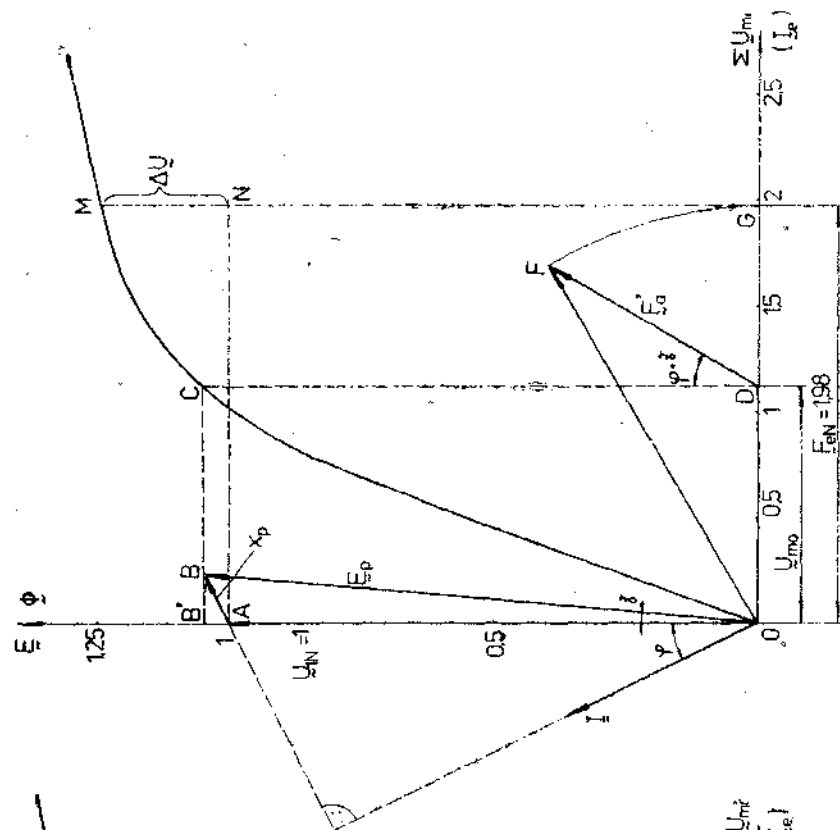


Fig. 14.10. Caracteristicile magnetice de funcționare în gol și determinarea solenității de excitație la sarcină nominală pentru mașinile sincrone cu poli înecați:

a — generator de 440 kVA; 6,3 kV; 1 000 rot/min; b — motor de 400 kW; 6 kV; 1 000 rot/min.

14.27. CALCULUL ÎNĂȘURĂRII DE EXCITAȚIE

Secțiunea conductorului înfășurării de excitație, considerînd că toate bobinele sînt în serie, conform relației (13.123)

$$s_{ce} = 1,1 \rho_9 \frac{p F_{ex} l_{merd}}{U_s} = 1,1 \cdot 0,0265 \cdot \frac{3 \cdot 15 \cdot 800 \cdot 1,538}{75} = 28,3 \text{ mm}^2 \quad (14.248)$$

unde :

$U_c = 75$ V, ca și în cazul 2, este stabilită conform relației (13.122).

Lungimea medie a spirei înfășurării de excitație s-a determinat făcând construcția la scară a capetelor frontale așa cum se indică în figura 13.20, b. Construcția la scară este similară cu cea pentru cazul 2 (rotorul în variantă combinată), reprezentată în figura 14.8, în care s-au folosit următoarele valori pentru elementele constructive.

$$t_{Red} = \frac{\pi(D_r - h_z)}{Z'} = \frac{\pi(53,05 - 7,5)}{54} = 2,65 \text{ cm};$$

$$a = 2 \text{ cm} ;$$

$$R = 1,5 \text{ cm} ;$$

$$\Delta_{t_2} = 0,5 \text{ cm};$$

$$C_1 = a + R = 2 + 1,5 = 3,5 \text{ cm}; \quad (14.249)$$

Din desenul la scară a rezultat (pentru unele notații v. fig. 14.8) :

$$l_{fmed1} = 2l_{AB} + \pi r_{med} + 2l_{CD} = 2 \cdot 20 + \pi \cdot 21 + 2 \cdot 31 = 168 \text{ mm} = 16,8 \text{ cm};$$

$$l_{fmed2} = 2l_{A'B'} + \pi r_{med} + 2l_{C'D'} = 2 \cdot 36,5 + \pi \cdot 21 + 2 \cdot 57,5 = 254 \text{ mm} = 25,4 \text{ cm}; \quad (14.250)$$

$$l_{fmeds} = 2l_{A''B''} + \pi r_{med} + 2l_{C''D''} = 2 \cdot 53,5 + \pi \cdot 21 + 2 \cdot 83,5 = 340 \text{ mm} = 34 \text{ cm}$$

unde :

$$r_{med} = 21 \text{ mm}; \quad l_{CD} = 31 \text{ mm};$$

$$l_{AB} = 20 \text{ mm}; \quad l_{C'D'} = 57,5 \text{ mm};$$

$$l_{A'B'} = 36,5 \text{ mm}; \quad l_{C''D''} = 83,5 \text{ mm}.$$

$$l_{A''B''} = 53,5 \text{ mm};$$

Lungimea medie a spirelor bobinelor de excitație :

$$l_{\text{med1}} = 2(l_{g2} + l_{f\text{med1}}) = 2 \cdot (51,5 + 16,8) = 136,6 \text{ cm} = 1,366 \text{ m};$$

$$l_{med2} = 2(l_{g2} + l_{fmed2}) = 2 \cdot (51,5 + 25,4) = 153,8 \text{ cm} = 1,538 \text{ m}; \quad (14.250, a)$$

$$l_{\text{meds}} = 2(l_{\text{g2}} + l_{\text{fmeds}}) = 2 \cdot (51,5 + 34) = 171 \text{ cm} = 1,71 \text{ m}.$$

Lungimea medie rezultantă va fi

$$l_{med} = \frac{l_{med1} + l_{med2} + l_{med3}}{N_p/2} = \frac{1,366 + 1,538 + 1,71}{6/2} = 1,538 \text{ m.} \quad (14.251)$$

Din STAS 2873/1-86 (anexa 7), pentru aceeași lățime a conductorului înfășurării de excitație ca în cazul 2 (vezi rel. 14.215, a) în care s-a considerat $h_{cond} = 10 \text{ mm}$, se ia conductorul din cupru electrolitic în stare moale (O), izolat cu E2S și anume

$$\text{Sîrmă O} - 10 \times 2,8 \text{ izolat E2S STAS 2873/1-86} = 27,5 \text{ mm}^2. \quad (14.252)$$

— Curentul de excitație, conform relației (13.125)

$$I_e = s_{ce} J_e = 27,5 \cdot 5 = 137,5 \text{ A}$$

în care, conform paragrafului 13.3.1 B se adoptă, pentru mașinile cu poli înecați

$$J_e = 5 \text{ A/mm}^2.$$

— Numărul de spire pe pol, conform relației (13.125, a)

$$w_e = \frac{F_{eN}}{2I_e} = \frac{15800}{2 \cdot 137,5} = 57,45 \text{ spire.}$$

— Numărul de conductoare într-o creștătură (adică numărul de spire pe bobină), care trebuie să fie număr întreg

$$n_{e2} = \frac{2w_e}{N_p} = \frac{2 \cdot 57,45}{6} = 19,15.$$

Se ia pentru n_{e2} , valoarea rotunjită

$$n_{e2} = 20 \quad (14.253)$$

și rezultă

$$w_e = \frac{n_{e2} N_p}{2} = \frac{20 \cdot 6}{2} = 60 \text{ spire/pol} \quad (14.253, a)$$

pentru care, cu relația (13.125, c) rezultă

$$I_{eN} = \frac{F_{eN}}{2w_e} = \frac{15800}{2 \cdot 60} = 131,6 \text{ A.} \quad (14.253, b)$$

Densitatea reală de curent, recalculată cu relația (13.125, d), este

$$J_e = \frac{I_{eN}}{s_{ce}} = \frac{131,6}{27,5} = 4,78 \text{ A/mm}^2. \quad (14.253, c)$$

Curentul de excitație la funcționarea în gol, conform relației (13.125, e)

$$I_{e0} = \frac{U_{e0N}}{2w_e} = \frac{7453}{2 \cdot 60} = 62,1 \text{ A.} \quad \left| \quad I_{e0} = \frac{7951}{2 \cdot 60} = 66,25 \text{ A.} \quad (14.253, d) \right.$$

Dimensiunile definitive ale creștăturii rotorului rezultă, conform relațiilor (13.126) și relațiilor (14.197) de la cazul 2:

$$b_{e2} = b_{cond} + b_{iz} = 10 + 1,4 = 11,6 \text{ mm};$$

$$h_{e2} = n_{e2} h_{cond} + h_{iz} = 20 \cdot 2,8 + 18,2 = 74,2 \text{ mm}$$

unde, în baza relațiilor (14.197), $h_{iz} = 17,3 + 2 \cdot 0,45 = 18,2 \text{ mm}$ deoarece se mai adaugă încă două grosimi ale izolației E2S (în cazul de față sînt 20 conductoare, față de 18 conductoare în creștătură cîte erau la cazul 2).

Prin rotunjire, avînd în vedere dimensiunile destul de mari ale înălțimii creștăturii rotorului, se iau

$$b_{e2} = 11,6 \text{ mm};$$

$$h_{e2} = 75 \text{ mm}, \quad (14.254)$$

adică atît cît s-au estimat, urmînd ca spațiul în plus pe înălțime de 0,8 mm să fie completat cu adaosuri la baza creștăturii și sub pană.

— Rezistența înfășurării de excitație, conform relației (13.127, a)

$$R_{e0} = \rho_0 \frac{2\pi w_e l_{med}}{s_{ce}} = 0,0265 \cdot \frac{2 \cdot 3 \cdot 60 \cdot 1,538}{27,5} = 0,527 \Omega. \quad (14.255)$$

Verificarea tensiunii de excitație cu relația (13.127)

$$U_e = R_{e0} I_{eN} = 0,527 \cdot 131,6 = 69,3 \text{ V.} \quad (14.256)$$

Ca și în celelalte cazuri, considerînd că alimentarea înfășurării de excitație se face prin inele colectoare, tensiunea de excitație nominală, conform relației (13.127, b) este

$$U_{eN} = U_e + \Delta U_{pe} = 69,3 + 3 = 72,3 \text{ V.} \quad (14.257)$$

Tensiunea de excitație la funcționarea în gol, conform relațiilor (13.127, c) și (13.127, d)

$$U_{e0N} = 0,75 R_{e0} I_{e0} + \Delta U_{pe} = \left| \quad U_{e0N} = 0,75 \cdot 0,527 \cdot 66,25 + 3 = \right. \\ = 0,75 \cdot 0,527 \cdot 62,1 + 3 = 27,5 \text{ V.} \quad \left. = 29,1 \text{ V.} \quad (14.258) \right.$$

Puterea de excitație nominală, conform relației (13.128)

$$P_{eN} = U_{eN} I_{eN} = 72,3 \cdot 131,6 = 9514 \text{ W} \approx 9,52 \text{ kW.} \quad (14.259)$$

Din compararea celor trei cazuri practice prezentate, pentru cele trei variante constructive ale rotorului, se desprind următoarele **observații**:

— mașina cu poli aparenti, deși are o serie de avantaje funcționale, în ceea ce privește forma curbei cîmpului magnetic în întrefier și sistemul de amortizare și pornire în asincron, necesită un volum mai mare decît celelalte variante (lungimea geometrică a acesteia este cu 6,5 cm mai mare). Acest lucru se datorește în principal reducerii cu cea 5% a solicitărilor electromagnetice, deoarece condițiile de ventilație sînt ceva mai reduse (nu are canale de ventilație radială și în rotor);

— celelalte două variante constructive ale rotorului (variantea combinată și cu poli înecați) necesită o putere de excitație mai mare decît cea cu poli aparenti, însă consumul de cupru pentru înfășurarea de excitație este mult mai mic.

14.28. CARACTERISTICILE EXTERNĂ ȘI DE REGLAJ ALE GENERATORULUI SINCRON CU POLI ÎNECAȚI

Deoarece prezintă cel mai mult interes, se vor trasa aceste caracteristici pentru valorile nominale ale mașinii. Metoda de calcul va fi cea indicată la paragraful 13.14, punctul F.

a. **Caracteristica externă** $U_1 = f(I_1)$ se va determina pentru curentul de excitație nominală I_{eN} și factorul de putere nominal $\cos \varphi_N = 0,8$. În figura 14.11 sînt trasate atît caracteristica magnetică reală de funcționare în

Impedanța de sarcină, conform relației (13.161, a)

$$z_{(1)} = \frac{p + \sqrt{p^2 + sq}}{s} = \frac{0,27 + \sqrt{0,27^2 + 0,477 \cdot 0,61}}{0,477} = 1,8 \text{ u.r.} \quad (14.262)$$

Curentul de sarcină din stator, conform relației (13.161, b)

$$I_{1(1)} = \frac{E_{1(1)}}{\sqrt{z_{(1)}^2 + 2z_{(1)}(x_p \sin \varphi + r_1 \cos \varphi) + x_p^2}} = 0,64 \text{ u.r.} \quad (14.263)$$

Tensiunea de fază, la bornele generatorului, conform relației (13.161, c)

$$U_{1(1)} = z_{(1)} I_{1(1)} = 1,83 \cdot 0,64 = 1,17 \text{ u.r.} \quad (14.264)$$

Se procedează similar și pentru punctele 2 și 3 stabilite mai sus, obținându-se valorile:

• pentru punctul 2

$$I_{1(2)} = 1,045 \text{ u.r.}; U_{1(2)} = 0,912 \text{ u.r.} \quad (14.265)$$

• pentru punctul 3

$$I_{1(3)} = 1,35 \text{ u.r.}; U_{1(3)} = 0,482 \text{ u.r.} \quad (14.266)$$

• Punctele extreme ale caracteristicii externe sînt:

– la funcționarea în gol, pentru I_{eN} (fig. 14.11)

$$I_{1(0)} = 0; U_{1(0)} = E_{1(0)} = E_{0s(0)} = U_{1N} + \Delta U = 1,3 \text{ u.r.}; \quad (14.267)$$

– la funcționarea în scurtcircuit, pentru I_{eN} (fig. 14.11)

$$U_{1(1)} = 0; I_{1N} = \frac{E''_0}{x_d} = \frac{2,2}{1,395} = 1,57 \text{ u.r.} \quad (14.268)$$

în care valoarea nesaturată a reactanței sincrone este

$$x_d = x_a + x_p = 1,29 + 0,105 = 1,395 \text{ u.r.}$$

Forma caracteristicii externe, pentru $I_{eN} = 2,12 \text{ u.r.}$ ($I_{eN} = 131,6 \text{ A}$) $\cos \varphi_N = 0,8$, este reprezentată în figura 14.12. Se observă că se regăsesc pe

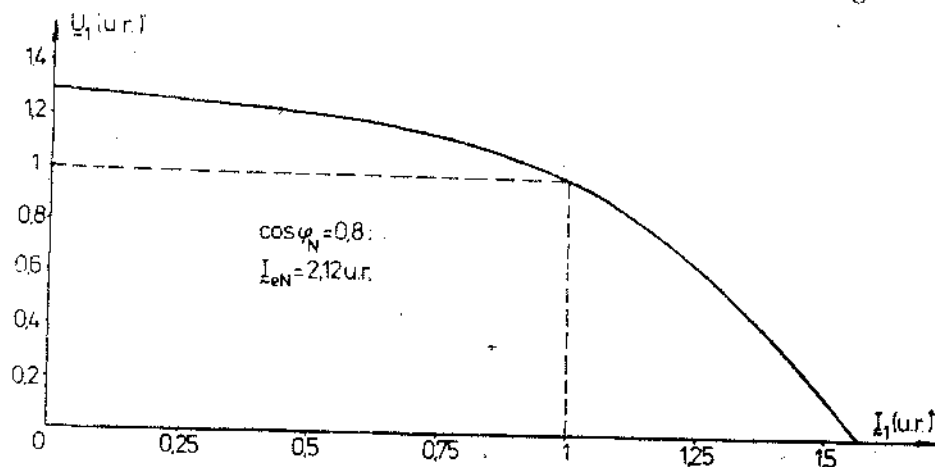


Fig. 14.12. Caracteristica externă a generatorului sincron cu poli înecați de 440 kVA; 6,3 kV; 1 000 rot/min.

caracteristică cu destulă exactitate și valorile corespunzătoare punctului nominal ($U_{1N} = 1$; $I_{1N} = 1$), deși acesta nu a fost calculat ca punct separat al caracteristicii.

b. Caracteristica de reglaj, $I_e = f(I_1)$, se va determina de asemenea pentru datele nominale ale generatorului adică pentru $U_1 = U_{1N} = 1 \text{ u.r.}$ și $\cos \varphi = 0,8$ (datele mașinii sînt cele de la exemplul precedent, expus la punctul a).

Ca și în cazul a, se stabilesc mai întîi punctele pentru care se vor efectua calculele.

După cum se observă, din calculul electromagnetic ale generatorului au rezultat deja două puncte ale caracteristicii de reglaj:

– pentru funcționarea în gol, la tensiunea nominală

$$I_1 = 0; I_e = I_{e0} = 1 \text{ u.r.} \quad (14.269)$$

– pentru funcționarea la sarcină nominală

$$I_1 = I_{1N} = 1 \text{ u.r.}; I_e = I_{eN} = 2,12 \text{ u.r.} \quad (14.269, a)$$

În continuare, se expune calculul curentului de excitație pentru diferite puncte, corespunzătoare diferitelor valori alese pentru curentul de sarcină I_1 .

• Punctul 1, pentru $I_1 = 0,5 \text{ u.r.}$

T.e.m. rezultantă conform relației (13.160, b)

$$E_{1(1)} = \sqrt{U_1^2 + 2U_1 I_1 (x_p \sin \varphi + r_1 \cos \varphi) + I_1^2 x_p^2} = \sqrt{1^2 + 2 \cdot 1 \cdot 0,5 (0,105 \cdot 0,6 + 0,0263 \cdot 0,8) + 0,5^2 \cdot 0,105^2} = 1,04 \text{ u.r.} \quad (14.270)$$

Din figura 14.11, pentru $E_{1(1)} = 1,04 \text{ u.r.}$, corespunde $E'_{0(1)} = 1,14 \text{ u.r.}$ Valorile saturate ale reactanțelor, conform relațiilor (13.161, d)

$$x_{as} = x_a \frac{E_{1(1)}}{E'_{0(1)}} = 1,29 \frac{1,04}{1,14} = 1,17 \text{ u.r.}; \quad (14.270, a)$$

$$x_{ds} = x_{as} + x_p = 1,17 + 0,105 = 1,275 \text{ u.r.}$$

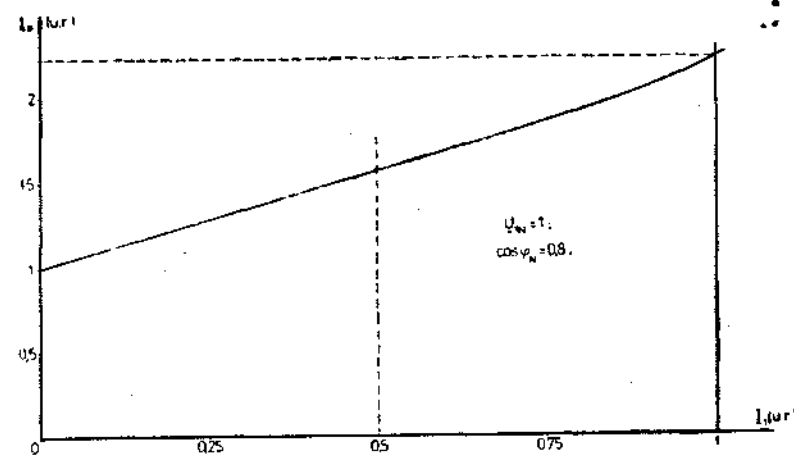


Fig. 14.13. Caracteristica de reglaj a generatorului sincron cu poli înecați de 440 kVA; 6,3 kV; 1 000 rot/min.

T.e.m. saturată, conform relației (13.160, b)

$$\begin{aligned} E_{os(1)} &= \sqrt{U_1^2 + 2U_1 I_1 (x_{d1} \sin \varphi + r_1 \cos \varphi) + I_1^2 x_{d1}^2} = \\ &= \sqrt{1^2 + 2 \cdot 1 \cdot 0,5(1,275 \cdot 0,6 + 0,0263 \cdot 0,8) + 0,5^2 \cdot 1,275^2} = 1,48 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad (14.270, b)$$

T.e.m. E_0'' și curentul de excitație corespunzător, conform relațiilor (13.161, e) rezultă

$$E_0''(1) = E_{os(1)} \frac{E_0'(1)}{E_{N(1)}} = 1,48 \cdot \frac{1,14}{1,04} = 1,62 \text{ u.r.}$$

și deci

$$I_e(1) = I_{e0} \frac{E_0'(1)}{E_0'} = 1 \cdot \frac{1,62}{1,042} = 1,55 \text{ u.r.} \quad (14.271)$$

unde $E_0' = 1,042$ u.r. este t.e.m. de pe caracteristica liniară, corespunzătoare tensiunii nominale $U_{1N} = 1$ u.r. de pe caracteristica reală (pentru $I_{e0} = 1$ u.r.).

● Se procedează similar și pentru alte puncte, obținându-se caracteristica de reglaj reprezentată în figura 14.13, corespunzătoare tensiunii nominale și factorului de putere nominal.

Partea a treia

CONSTRUCȚIA ȘI CALCULUL TRANSFORMATOARELOR ELECTRICE

Capitolul 15. ELEMENTELE CONSTRUCTIVE ALE TRANSFORMATOARELOR

Transformatorul electric este un aparat static cu două sau mai multe înfășurări cuplate magnetic, cu ajutorul căruia se schimbă valorile mărimilor electrice ale puterii în curent alternativ (tensiunea și curentul), frecvența rămânând aceeași.

Funcționarea transformatorului are la bază fenomenul de inducție electromagnetică. Pentru realizarea unui cuplaj magnetic cât mai strâns, înfășurările sînt așezate pe un miez feromagnetic. La frecvențe mai mari de 10 kHz transformatorul se realizează fără miez feromagnetic.

● În funcție de destinația lor, în principal, transformatoarele sînt:

— de putere, care alimentează anumiți consumatori sau conectează între ele diferite sisteme energetice (în această categorie se includ și autotransformatoarele);

— de măsură, prin intermediul cărora se pot măsura caracteristicile unui anumit sistem, de înaltă tensiune sau curenți mari, cu aparatele de măsurat obișnuite, transformatoare care pot fi incluse și în categoria aparatelor electrice.

Dintre acestea, probleme deosebite ridică transformatoarele de putere și, în special, cele de puteri și tensiuni mari, chiar dacă tehnologia de fabricație a ambelor categorii este asemănătoare.

Transformatoarele de puteri mici ($S_N < 1$ kVA) au, de regulă, răcire naturală în aer și se numesc transformatoare uscate. Cele de puteri mai mari au răcire în ulei, deși în ultimul timp s-au construit și transformatoare uscate cu puteri de pînă la 1 600 kVA.

● Cele mai importante elemente constructive ale transformatoarelor sînt:

- miezul feromagnetic;
- înfășurările;
- schelet;
- construcția metalică;
- accesoriile.

15.1. CONSTRUCȚIA MIEZULUI FEROMAGNETIC

Miezul feromagnetic, denumit în unele lucrări prescurtat **miezul magnetic**, reprezintă calea de închidere a fluxului principal al transformatorului, flux produs de solenația de magnetizare a înfășurării primare care se alimentează de la o tensiune alternativă. Este, așadar, miez pentru flux variabil, fiind magnetizat ciclic, cu frecvența tensiunii de alimentare a înfășurării primare.

La transformatoarele de putere, utilizate la frecvența industrială, miezul feromagnetic este construit din tole de oțel electrotehnic aliat cu siliciu și izolate între ele. Utilizarea tolelor conduce la micșorarea pierderilor prin curenți turbionari, iar alierea oțelului cu siliciu asigură pierderi relativ reduse, datorate atât curenților turbionari, cât și fenomenului de histerezis [4].

În etapa actuală, în construcția miezurilor de transformatoare se utilizează frecvent tole din oțel electrotehnic laminate la rece, cu cristale orientate numite și *tole texturate*, izolate cu *carlit* (izolație ceramică), care prezintă o creștere a permeabilității magnetice în direcția laminării și o îngustare a suprafeței ciclului histerezis, în acest fel micșorându-se pierderile de magnetizare și puterea specifică de magnetizare (deci și solenația de magnetizare).

Pierderile prin histerezis, în cazul când liniile de câmp au direcția paralelă cu direcția de laminare, reprezintă mai puțin de 50% din cele măsurate în situația când liniile de câmp sînt perpendiculare pe aceasta, astfel că, deseori, pierderile în direcții care nu coincid cu direcția de laminare sînt mai mari decît în cazul tablei laminate la cald [15].

Izolația ceramică (carlitul) este o acoperire anorganică a tablei, produsă printr-un tratament de suprafață atât termic, cât și chimic, care protejează tabla atât împotriva ruginii în timpul stocării, cât și contra oxidării în timpul recoacerii (la cca 800°C).

Tabla laminată la rece cu cristale orientate își schimbă într-o măsură importantă caracteristicile, ca urmare a modificării structurii cristalografice în timpul tăierii, ștanțării, îndoirii sau lovirii tolelor. De aceea, pentru îmbunătățirea calității tolelor, a fost necesară introducerea operației de *recoacere* a lor chiar la fabricile de transformatoare, înaintea împachetării miezului.

Recoacerea se poate face la miezuri împachetate, la pachete de tole sau, cel mai des, tolă cu tolă. Măsurînd cu aparatul Epstein pierderile specifice la frecvența de 50 Hz și la inducția de 1,5 T după debitarea tolelor de tip M4 și M5, de exemplu, se obțin $p_{15} = 1,12$ W/kg și respectiv $p_{15} = 1,17$ W/kg; după recoacerea tolă cu tolă, la 810°C, a acelorași pachete, se obțin valorile $p_{15} = 0,89$ W/kg și, respectiv, $p_{15} = 0,97$ W/kg.

Din punct de vedere constructiv, miezul feromagnetic pentru transformatoare se compune din coloanele 1 (fig. 15.1), al căror număr depinde de tipul și de numărul de faze ale transformatorului și jugurile 2, care servesc la închiderea liniilor de câmp magnetic între coloane.

La transformatoarele de putere, jugul superior este astfel construit încît să se poată demonta sau despacheta, pentru introducerea bobinelor.

Există două metode de a executa miezurile: cu îmbinare prin suprapunere și prin întrețesere.

Potrivit primei metode, coloanele și jugurile se execută separat, iar după aceasta miezul se assemblează cu buloane speciale de strîngere. Este necesar, ca, în întrețeserea de îmbinare care rezultă, să se prevadă garnituri izolante, rezistente la temperatură, cu scopul de a înlătura mărirea curenților turbionari prin scurtcircuitarea tolelor coloanelor de către cele două juguri și invers [13].

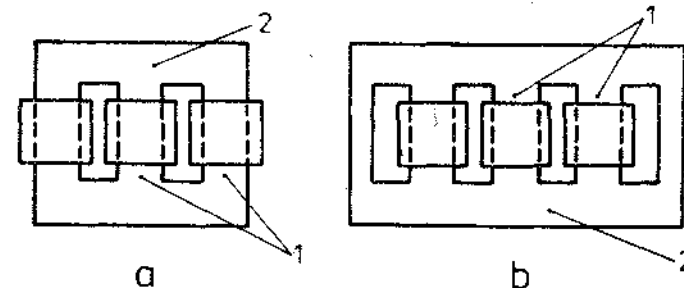


Fig. 15.1. Miezuri de transformatoare trifazate:
a — cu trei coloane; b — cu cinci coloane.

Conform metodei a doua (prin întrețesere), o tolă a coloanei alternează cu o tolă a jugului (fig. 15.2), înlăturîndu-se dezavantajul întrefierului net parazit al îmbinării prin suprapunere. Se observă însă că, în zona de îmbinare, liniile de câmp magnetic, pe anumite porțiuni (hașurate fig. 15.3, a), au direcția perpendiculară pe cea a orientării cristalelor, ceea ce duce la creșterea pierderilor în fier și a curentului de magnetizare. De aceea, metoda expusă se practică, în special, în cazul tolelor din tablă netexturată (la miezurile transformatoarelor de mică putere, împachetate din tole profil).

Cînd se folosește tabla laminată la rece cu cristale orientate, la transformatoarele de mare putere la care diametrul cercului circumscris coloanelor depășește 1 m, una din metodele pentru micșorarea pierderilor în colțuri este folosirea construcției în cadre (fig. 15.3, b), caz în care volumul colțurilor în care direcția liniilor de câmp magnetic nu coincide cu direcția longitudinală de laminare se reduce la jumătate. O atenție deosebită trebuie acordată, însă, dimensionării ramelor deoarece, la aceleași solenații de magnetizare, se poate ajunge la saturarea excesivă a ramei interioare, care are o lungime medie a liniei de câmp mai mică.

Pentru tolele din tablă laminată la rece cu cristale orientate, asamblarea dintre coloane și juguri se face, prin țeserea tolelor cum este indicat în figura 15.4, a...d (pentru colțuri) și în figura 15.5 (pentru un miez trifazat).

Modul de asamblare prin țesere a tolelor texturate sau cu cristale orientate, are o influență însemnată și asupra curentului de magnetizare. Acest

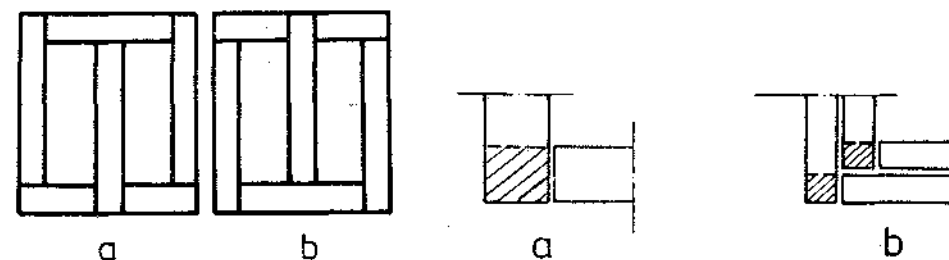


Fig. 15.2. Straturi de tole consecutive (alternînd) la un miez feromagnetic pentru un transformator trifazat.

Fig. 15.3. Zonele cu pierderi în fier mărite la tabla silicioasă laminată la rece:
a — în execuția normală a miezului; b — în execuția cu cadre.

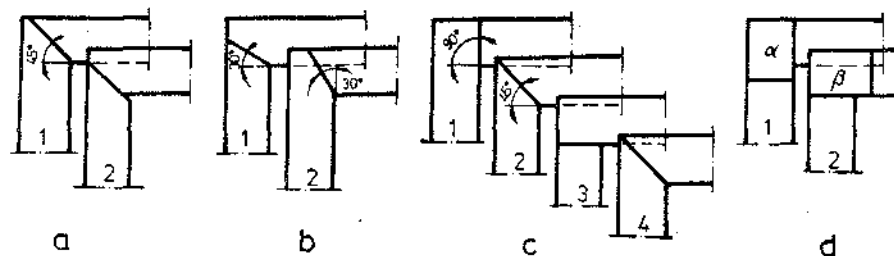


Fig. 15.4. Modul de asamblare prin țesire (la colțuri) a tolelor din tablă laminată la rece cu cristale orientate :

a — țesire la 45° ; b — țesire la 30° ; c — țesire la $45^\circ/90^\circ$; d — țesire combinată (drept-unghiurile α și β din tablă laminată la cald).

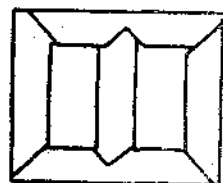
curent este la un miez asamblat prin țesere sub un unghi de 90° , de circa trei ori mai mare decât în cazul asamblării unui miez prin țesere sub un unghi de 45° [15]. Folosirea buloanelor prin tole laminate la rece cu cristale orientate conduce atât la creșterea pierderilor în fier (prin curenți turbionari și prin devierea liniilor de câmp magnetic de la direcția de laminare), cât și la mărirea consumului de putere reactivă pentru magnetizare (prin micșorarea secțiunii efective a fierului).

Rezultă deci că, la miezurile asamblate prin țesere din tablă laminată la rece cu cristale orientate, trebuie să se tindă la construcții fără buioane și la o asamblare prin țesere sub un unghi de 45° .

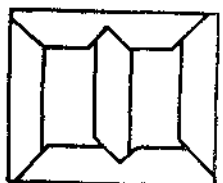
Miezurile feromagnetice ale transformatoarelor se pot clasifica după mai multe criterii.

• După forma constructivă a coloanei, se deosebesc :

— miezuri cu secțiunea dreptunghiulară sau pătrată, folosite în special la transformatoarele mici (până la 5 kVA);



a



b

Fig. 15.5. Două straturi succesive de tole ale unui miez trifazat asamblat prin țesere la 45° :

a — strat par; b — strat impar.

— miezuri cu secțiunea în trepte (fig. 15.6), urmărindu-se inserierea secțiunii coloanei într-un cerc, astfel încât coeficientul de umplere cu fier al cercului să fie cât mai mare.

• După modul de răcire a miezului, există :

— miezuri compacte — fără canale (fig. 15.6, a);
— miezuri divizate — cu canale (fig. 15.6, b, c), folosite la transformatoare mari, prin canale circulând uleiul de răcire.

• După forma tolei utilizate, se întâlnesc :

— miezuri împachetate din tole simple (debitate din benzi);
— miezuri împachetate din tole profil (fig. 15.7);
— miezuri feromagnetice spiralizate.

La transformatoarele monofazate și bifazate cu miezuri din tole profil, cu puteri sub 3 kVA, tolele corespunzătoare circuitelor magnetice pot avea o mare diversitate de forme. Întreprinderile constructoare de transformatoare mici au normalizat o parte din aceste forme, în special cele care se decupează fără

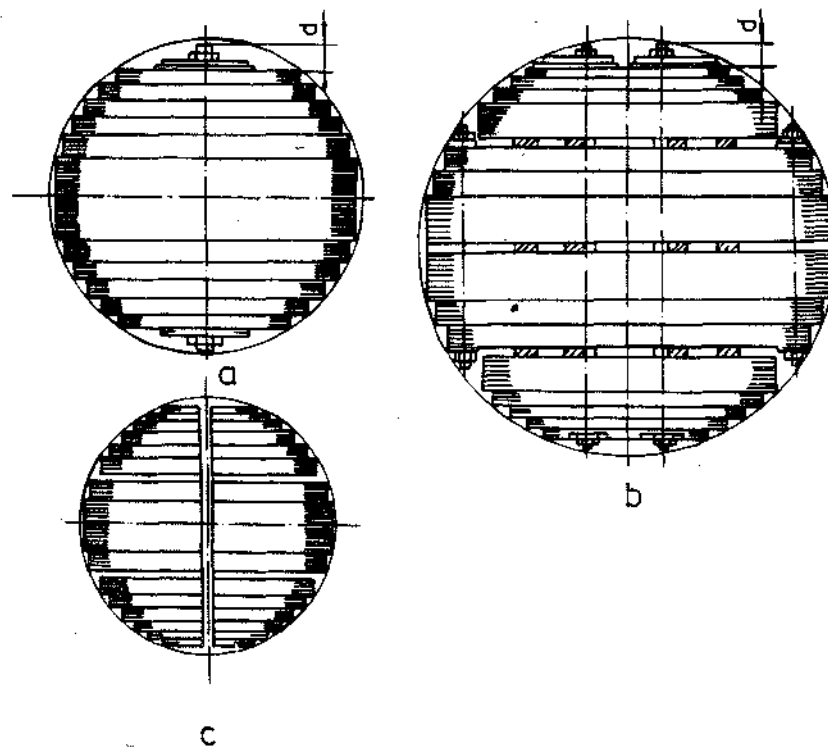
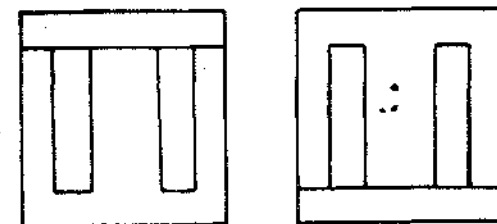


Fig. 15.6. Secțiuni prin coloanele miezurilor de transformator :
a — fără canale de răcire; b — cu canale longitudinale; c — cu două canale longitudinale și un canal transversal.



Strat par

Strat impar

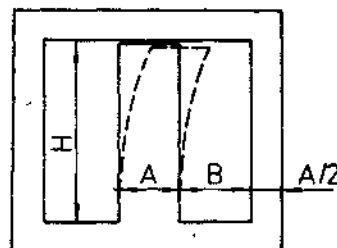
Fig. 15.7. Modul de împachetare prin țesere a miezurilor din tole de profil E și I.

deșeu, de tip U, I și E, ca de exemplu în figura 15.8. Decuparea acestor tole fără deșeu nu se face din tablă texturată, deoarece nu se poate respecta principiul ca direcțiile de magnetizare și cele de laminare să coincidă atât la coloane cât și la juguri, ci din tablă silicioasă laminată la rece cu cristale neorientate, folosită de obicei la mașinile electrice rotative.

• După numărul de coloane, se deosebesc :

— miezuri cu două coloane;
— miezuri cu trei coloane;
— miezuri cu cinci coloane, întâlnite, de regulă, la transformatorul trifazat în manta;
— miezuri în manta (fig. 15.9).

Fig. 15.9. Tolă a miezului de transformator monofazat în man-ta.



La transformatorul cu miezul în mantă, coloanele laterale sînt libere și îndeplinesc rolul unor juguri; ariile secțiunilor jugului și coloanelor laterale sînt ceva mai mari decît jumătate din aria secțiunii coloanei care poartă înfășurările.

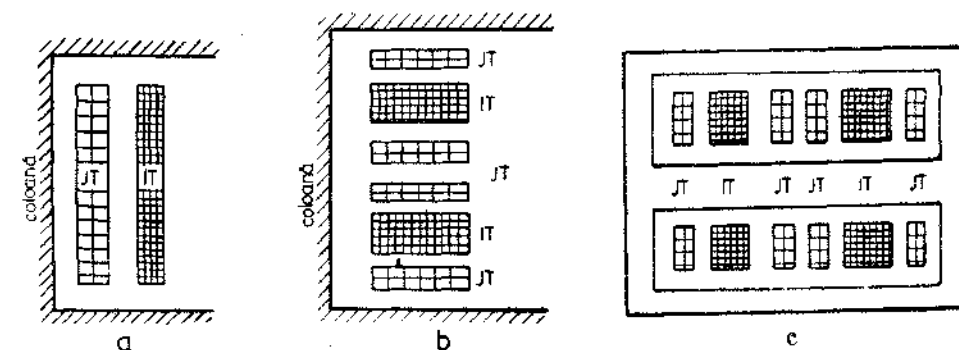
- miezuri cu strângere mecanică (cu buloane, cu tije sudate etc.);
- miezuri lipite (cu lac de încheiere).

Înfășurările (a se vedea și paragraful 16.3.3) constituie una din părțile cele mai importante ale unui transformator. Transformatorul trebuie calculat și executat astfel încît mărimile sale de bază (pierderile în înfășurări, tensiunea de scurtcircuit și încălzirile) să fie în concordanță cu valorile prescrise de norme. În același timp, înfășurările trebuie să asigure transformatorului o rigiditate dielectrică suficientă, precum și stabilitate dinamică și termică mare, astfel încît să garanteze buna funcționare a acestuia și la suprațensiunile care apar în exploatare.

Experiența arată că secțiunea unui conductor de cupru nu trebuie să depășească 60–80 mm², astfel încât, la o densitate de 3–4 A/mm², curentul pentru un conductor să fie de 200–300 A.

Se disting două tipuri principale de înfășurări: înfășurări *concentrice* și înfășurări *alternate*.

Înfășurările de tip concentric se caracterizează prin faptul că bobinele de înaltă tensiune sau scris prescurtat I.T. și de joasă tensiune sau scris prescurtat J.T., au înălțimi aproximativ egale, înfășurarea de înaltă tensiune avînd, în mod obișnuit, diametrul mai mare deoarece este așezată peste cea de joasă tensiune, iar înfășurarea de joasă tensiune diametrul mai mic și așezată în imediata apropiere a coloanei miezului feromagnetic, ca în figura 15.11, a și figura 16.17.



a — tip concentric; b — tip alternat; c — tip blindat cu miez în manta și înfășurări alternante (la un transformator monofazat).

În cazul înfășurărilor de tip alternat, diametrele bobinelor de I.T. și de J.T. sînt egale; în schimb, pe înălțimea coloanei transformatorului, bobinele de I.T. alternează cu cele de J.T. ca în figura 15.11, b.

Aproape în exclusivitate se folosesc înfășurările de tip concentric, cele alternate utilizându-se la unele transformatoare speciale.

Combinația dintre înfășurarea de tip alternat și miezul în manta, care formează transformatoare de tip blindat, se vede în figura 15.11, c.

• După forma constructivă, înfășurările pot fi: cilindrice, stratificate, în găleți, continue și spirale.

15.2.1. ÎNFĂȘURĂRILE CILINDRICE

Înfășurarea cilindrică (v. fig. 16.10) reprezintă o spirală cilindrică, ale cărei conductoare au secțiunea dreptunghiulară și sînt în contact strîns. Aceste bobine sînt utilizate, de obicei, la transformatoarele de puteri și tensiuni mici (pînă la 1 600 kVA și 700 V). La capetele bobinei se utilizează egalizatori de capăt din pertinax sau transformerboard (trafoboard). Grosimea egalizatorului de capăt este aproximativ egală cu grosimea fiecărui strat.

Depănarea conductorului se poate face pe lat (în majoritatea cazurilor) sau pe cant, atunci cînd latura mică a conductorului este paralelă cu axa longitudinală a bobinei. În acest din urmă caz apar pierderi suplimentare, datorită refulării curentului, mai mari.

În cazul înfășurării cu mai multe conductoare (fire) în paralel, suprapuse radial, pentru uniformizarea repartiției curentului din conductoarele în paralel, acestea trebuie să fie transpuse (fig. 15.12).

Numărul total de transpuneri în cazul a „m” conductoare (fire) în paralel suprapuse radial, înfășurate pe lat, este de „m — 1”. Realizarea transpoziției are următoarele efecte:

- fiecare dintre conductoarele în paralel ocupă în cîmpul de scăpări aceeași poziție rezultantă;
- fiecare conductor are o aceeași lungime;

— egalitatea reactanțelor și a rezistențelor firelor în paralel (consecința primelor două), ceea ce împiedică apariția curentului de circulație dintre fire.

Un caz particular al înfășurării cilindrice îl constituie înfășurarea în folie, care este utilizată la transformatoare cu puteri pînă la 2 500 kVA și tensiuni pînă la 10—15 kV. Se utilizează, în special, folia de aluminiu cu, grosimi de la 0,025 mm la 2 mm (STAS 5681-74). Înfășurările din folie se pot realiza monobloc, lățimea foliei fiind egală cu înălțimea totală a înfășurării, sau din galeți cu înălțime egală cu lățimea foliei.

Un mare avantaj al foliei de aluminiu este faptul că forțele axiale la scurtcircuit față de o bobină, de aceeași înălțime, din conductor profilat, scad de aproximativ 10 ori [29].

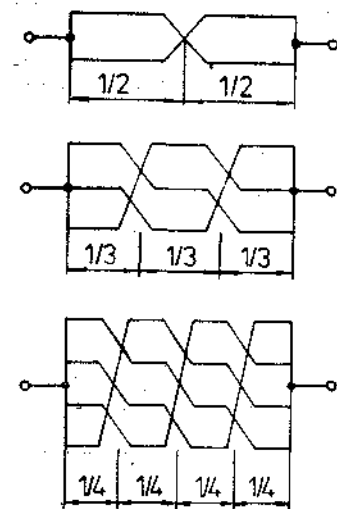


Fig. 15.12. Schemele de transpunere a conductoarelor în paralel.

Folosirea foliei de Al în locul conductorului profilat clasic presupune și alte avantaje constructive:

-- poate fi laminată în table cu grosime constantă garantată, cu suprafață netedă și lucioasă;

-- factorul de umplere al benzii de Al la înfășurarea de joasă tensiune — tipul cilindric — este mai bun;

— bobinele din folie de Al conduc la o bună răcire, transmiterea căldurii făcîndu-se simetric față de axa secțiunii longitudinale;

— solicitările izolației dintre spire sînt mici în comparație cu bobina clasică, deoarece între două straturi apare numai tensiunea pe spirală și, în același timp, cuplajul puternic capacitiv dintre spire servește unei distribuții aproximativ liniare a undei de impuls pe lungimea înfășurării.

15.2.2. ÎNFĂȘURĂRILE STRATIFICATE

Înfășurările stratificate sînt utilizate, de obicei, la transformatoarele de putere cu tensiuni peste 1 kV (unele fabrici constructoare le execută și la tensiuni de 110 kV sau mai mari) și se realizează din conductoare rotunde, cu diametrul pînă la 3—3,5 mm, sau din conductoare profilate cu secțiuni pînă la 30 mm². Acestea sînt înfășurate pe un cilindru izolan în straturi, în mod continuu (direct sau pe pene).

Avantajele înfășurărilor stratificate constau în execuție ușoară, cu mare productivitate, posibilități de răcire mai bune, bună rezistență la impuls de tensiune (înfășurările stratificate se apropie, din punct de vedere al comportării la impuls, de cele antirezonaante). Ecranările interioară și exterioară ale acestor înfășurări, le fac complet antirezonaante.

Un dezavantaj al acestor tipuri de înfășurări îl constituie tensiunea mare între straturi, care impune folosirea, între straturi, a unor izolații de hîrtie mai groase, în funcție de tensiunea la care sînt folosite (fig. 15.13).

15.2.3. ÎNFĂȘURĂRILE ÎN GALEȚI

Înfășurările de I.T. (pînă la 60 kV), realizate cu spire multe și conductoare de secțiune mică, se divizează pe înălțime într-o serie de bobine mai mici, numite galeți, separate prin canale cu distanțori sau inele izolante. Numărul de galeți în care se divizează înfășurarea se determină din considerente de tensiune (din acest punct de vedere prezentînd avantaj față de înfășurările stratificate), de răcire și, uneori, de rezistență mecanică.

Înfășurările în galeți se realizează din conductori rotunzi, cu diametre cuprinse între 0,5 și 3 mm și/sau din conductori profileți de secțiune mică (de la 8 la 16 mm²). Modul de legare a galeților și tensiunea dintre ei U_{ig} , sînt indicate în figura 15.14, a, cînd galeții se așază normal, sau în figura 15.14, b, cînd fiecare al doilea galeț trebuie întors.

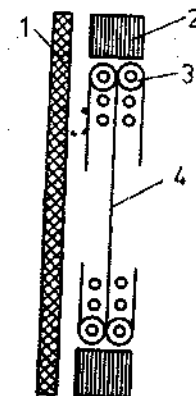


Fig. 15.13. Înfășurare de tip stratificat:

1 — cilindru izolan; 2 — inele izolante de sprijin; 3 — izolații ale spirelor de capăt; 4 — izolații între straturi.

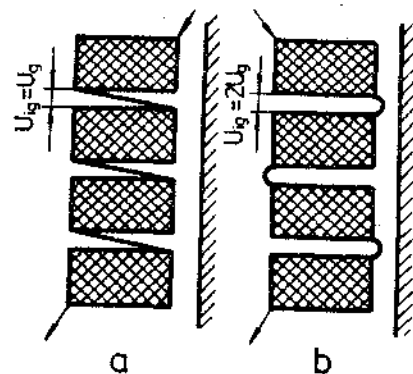
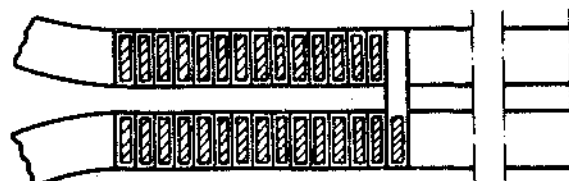


Fig. 15.14. Metode de legare a galeților;
a — galeți netînorși; b — fiecare al doilea
galeț întors.

Fig. 15.15. Galețul plan dublu
(jumelat).



Folosind un conductor profilat de secțiune nu prea mare, se pot realiza, de asemenea, galeți din mai multe straturi, în mod similar cu cei din conductor rotund. Un galeț tipic pentru sirma profilată este galețul plan dublu (jumelat) reprezentat în figura 15.15.

Într-un galeț dublu, ca și la înfășurările spiralate, fiecare conductor este în contact cu uleiul cel puțin pe două laturi (laturile mici). Galeții dubli pot fi depănați cu un singur conductor sau cu câteva conductoare în paralel. În acest din urmă caz, la trecerea de la un galeț la altul, trebuie executată transpoziția. Galeții dubli pot fi folosiți atât pentru înfășurările de înaltă tensiune (transformatoare de putere mai mare), cit și pentru cele de joasă tensiune, galeții fiind legați în paralel sau în serie. În figura 15.16 sînt reprezentate legările galeților dubli în paralel și în serie.

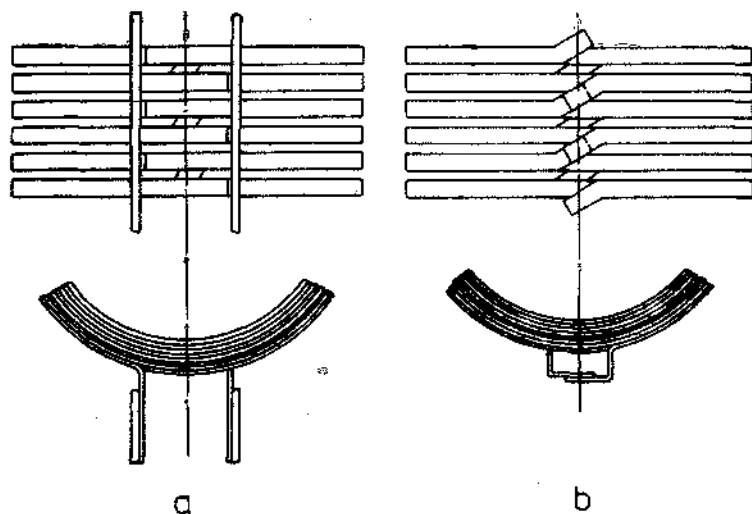


Fig. 15.16. Legarea galeților dubli (jumelați):
a — în paralel; b — în serie;

15.2.4. INFĂȘURĂRILE CONTINUE

Înfășurările continue se fabrică sub formă de galeț inseriați fără lipituri, motiv pentru care poartă această denumire. Se execută din conductori de formă dreptunghiulară și sînt specifice tensiunilor ridicate, peste 3 kV. O secțiune prin înfășurarea continuă cu n_g galeți, a cite w_g spire fiecare, este reprezentată în figura 15.17 (vezi și fig. 16.20).

Modul de realizare a unei înfășurări continue, în galeți, este prezentat în paragraful 16.3.3 B, pct. c și figura 16.19.

Galeții sînt separați între ei fie prin rondelle de prespan, fie, cel mai frecvent, prin canale în care circulă uleiul, realizate cu distanțoare așezate uniform pe periferia galețului (vezi fig. 16.20).

Un caz particular îl constituie înfășurările continue de tip întrețesut, adică avînd spirele intercalate, ceea ce conduce la o creștere a capacității longitudinale, fără a recurge la ecrane capacitive speciale. La înfășurările de înaltă tensiune și anume peste 110 kV tensiune nominală, pentru reducerea solicitărilor la impuls de tensiune, în bobinele continue se utilizează tipuri speciale de întrețesere, care au ca efect creșterea capacității serie a bobinei comparație cu capacitatea spre masă, ceea ce conduce la uniformitatea distribuției inițiale a tensiunii de impuls, deci la micșorarea solicitărilor datorate acestei distribuții din zona de intrare a înfășurării.

În figura 15.18 sînt arătate două tipuri de întrețesere mai utilizate, în comparație cu bobina continuă normală. În figura 15.18, a, este arătată o grupă de doi galeți de bobină continuă normală, iar în figura 15.18, b, o aceeași grupă de doi galeți, însă cu spirele întrețesute. În cazul bobinelor continue cu două conductoare în paralel, întrețeserea se realizează după metoda Savoisiene, indicată în figura 15.18, c.

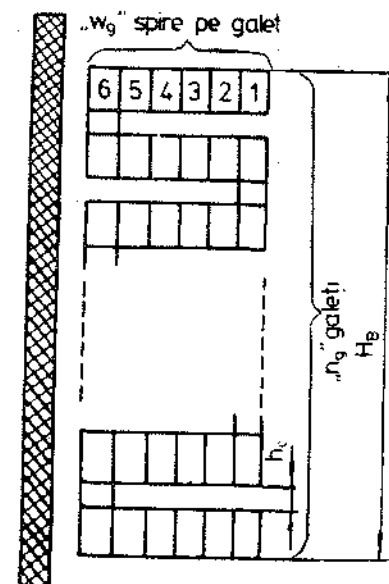


Fig. 15.17. Înfășurare de tip continuu.

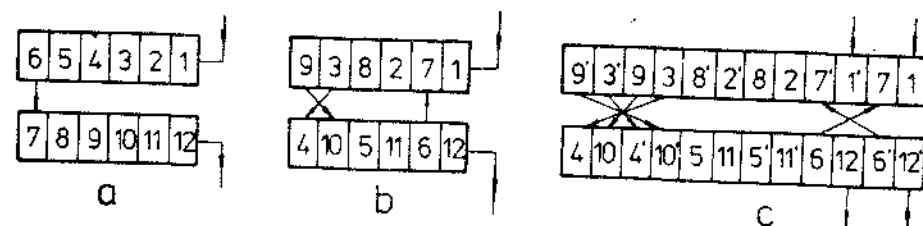


Fig. 15.18. Tipuri de bobine întrețesute:

a — grupă de doi galeți normali; b — grupă de doi galeți întrețesute după tipul English electric; c — grupă de doi galeți cu două fire în paralel și întrețesute, după tipul Savoisiene.

15.2.5. ÎNFAȘURĂRILE SPIRALATE

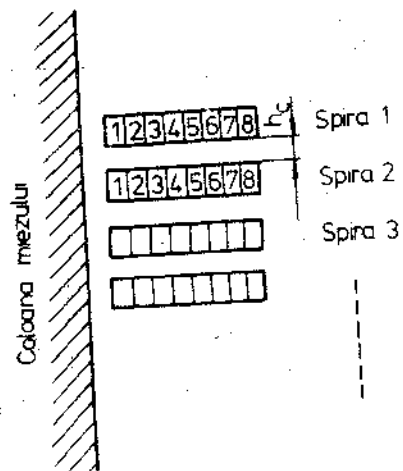


Fig. 15.19. Schema înfășurării spiralate cu 8 conductoare în paralel.

Înfășurarea spiralată este tipică pentru transformatoare care au curenți de fază mai mari de 1 000 A, fiind folosită atât la tensiuni joase (sub 1 kV), cât și la tensiuni medii (până la 35 kV). În cazul în care numărul de conductoare în paralel devine foarte mare, acestea se împart în două, plasându-se pe doi galeți paraleli și bobinându-se deodată. O astfel de înfășurare se numește *înfășurare dublu spiralată*.

Conductoarele în paralel din care se compune spira sunt izolate, îndoit pe lat și suprapuse radial, cum se arată schematic în figura 15.19, în care s-au considerat 8 conductoare (fire) în paralel. În acest caz, însă, după cum se observă, între cele 8 conductoare se creează diferențe de tensiune și deci curenți de circulație, care provoacă neajunsuri în funcționarea transformatorului prin mărirea pierderilor suplimentare, deși sunt ai aceluiași conductor real. Se impune, deci, pentru egalizarea parametrilor firelor în paralel, *transpoziția* acestora, adică schimbarea poziției pe care o ocupă firele în paralel în timpul depănării bobinei.

Pentru exemplificare, se consideră că o înfășurare cu 8 conductoare elementare în paralel, suprapuse radial, are un total de 16 spire. Rezultă că fiecare conductor trebuie să ocupe aceeași poziție în spirală pe o înălțime din coloană corespunzătoare unui număr de $16/8 = 2$ spire. Acest lucru se realizează efectuându-se, la fiecare două spire, o transpunere a conductoarelor, așa cum se arată în figura 15.20, din care reies și pozițiile ocupate de fiecare conductor elementar. Modul de realizare a transpoziției pentru șase conductoare în paralel, suprapuse radial, este indicat în figura 16.16.

15.3. CONSTRUCȚIA SCHELEI

Prin schelă se înțelege ansamblul construcției care îndeplinește următoarele roluri:

- stringerea jugurilor miezului magnetic;
- consolidarea axială a înfășurărilor;

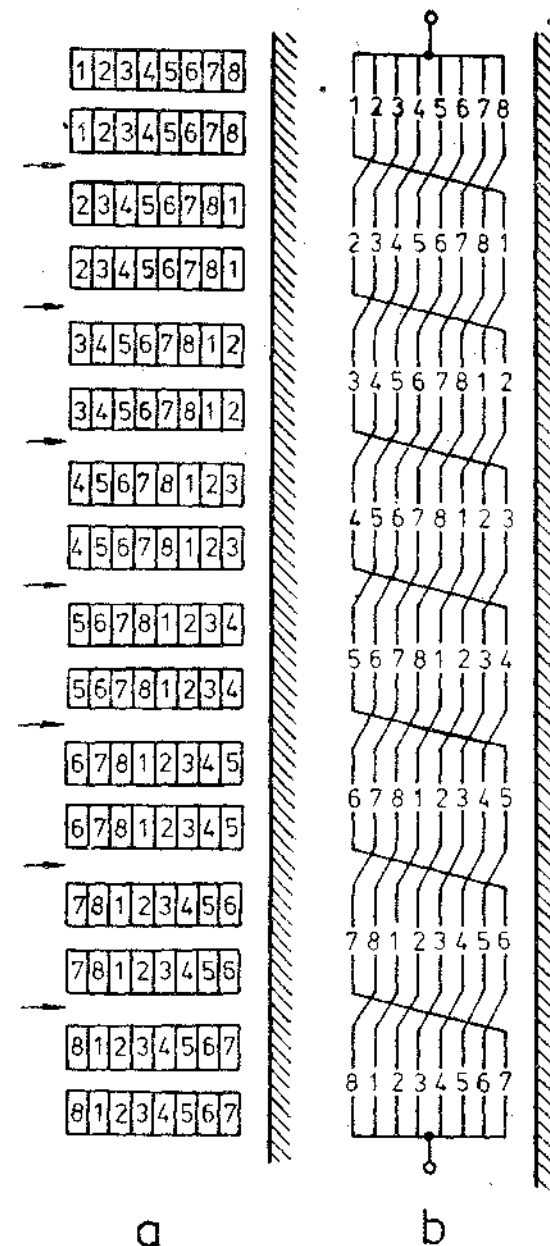


Fig. 15.20. Înfașurare spiralată compusă din 16 spire cu 8 conductoare în paralel suprapuse radial:

a — secțiune prin înfășurare (săgețile indică locul de transpunere) b — schema transpunerilor.

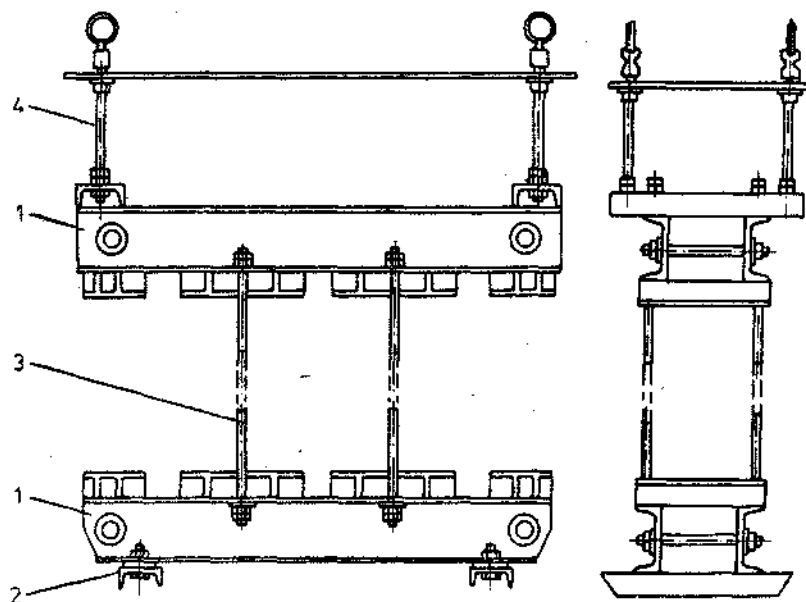


Fig. 15.21. Schela unui transformator:
1 — console; 2 — elemente de sprijin pe fundul cuvei;
3 — tiranți; 4 — tiranți de suspensie.

— consolidarea conexiunilor dintre înfășurări, a celor de la comutatorul de reglaj și de la izolatoarele de trecere;
— ridicarea întregii părți decuvabile a transformatorului (ansamblul care se introduce în cuvă) în cazurile în care, datorită masei mari, aceasta nu poate fi ridicată de pe capac.

În figura 15.21 este reprezentată schela unui transformator, care cuprinde următoarele elemente: 1) profiluri de oțel (denumite și console) pentru strângerea jugurilor; 2) profiluri de oțel cu secțiune mai mică, care servesc la sprijinirea părții decuvabile de fundul cuvei (în partea inferioară) și la adaptarea tiranților de suspensie (în partea superioară); 3) tiranți, fixați între console, care servesc la strângerea axială a înfășurărilor; 4) tiranți de suspensie, care servesc la fixarea schelei de capac și la ridicarea părții decuvabile.

Această construcție a schelei este adoptată, în general, la transformatoarele cu puteri de până la 5 000 kVA. La puteri mai mari se folosește un alt sistem constructiv, în care transformatorul se reazimă pe fundul cuvei.

Pentru a permite strângerea înfășurărilor după uscare, consola superioară are orificii ovale, prin care trec buloanele de strângere a jugului. Aceste orificii permit, după uscarea transformatorului, coborîrea nivelului la care sînt fixate consolele superioare și presarea înfășurărilor cu tiranți.

Strângerea jugului se mai poate realiza și cu ajutorul unor benzi de frezare din sticlă (bandă poliglas), terminate la capete cu elemente metalice, care strîng jugurile peste console, în spațiul dintre coloane.

Elementele de presare ale bobinelor sînt piese metalice sudate de console și filetate, prin care trec șuruburi speciale care presează inele fie metalice, avînd legătură de împămîntare și întrerupte pentru a nu constitui spire în scurtcircuit, fie confecționate din material electroizolant gros, inele prevăzute la capătul superior al bobinei. Presarea adecvată a bobinelor transformatorului

constituie una din problemele constructive principale. O bună presare a bobinelor trebuie să garanteze imobilizarea acestora în cazul unor scurtcircuite în rețea, în timpul cărora, datorită intensității mari de curent care străbate spirele bobinelor, apar forțe electrodinamice mari.

Presarea bobinelor se poate realiza prin inele de presare comune pentru toate bobinele unei faze sau prin intermediul unor inele de presare separate.

Prima variantă garantează așezarea corespunzătoare a buloanelor pe inelul de presare, care este destul de lat, practica arătînd că în cazul cînd se aplică o presiune mare în timpul strîngerii înfășurărilor în faza finală a montajului, precum și după egalizarea lor la strîngerea preliminară (fiecare înfășurare separat), metoda de mai sus asigură simplitate și siguranță. Dezavantajul este că, în cazul tasărilor inegale ale izolațiilor longitudinale ale bobinelor, unele dintre acestea pot să rămîină nepresate, deci să oscileze cu frecvența care apare în cazul scurtcircuitului.

Presarea prin inele separate asigură o rezistență mare a înfășurărilor la forțele electrodinamice, astfel că această metodă poate fi aplicată la transformatoarele cele mai expuse la supracurenți (transformatoare pentru redresoare, de încercare la scurtcircuit etc.).

15.4. CONSTRUCȚIA METALICĂ

Construcția metalică se execută numai pentru transformatoarele cu răcire în ulei și se referă la cuvă, capac și conservator.

15.4.1. CONSTRUCȚIA CUVEI

• În funcție de mărimea transformatorului, cuvele din tablă de oțel pot fi: cu pereți netezi, cu pereți onduiați, cu țevi sudate, cu lire din țevi, cu radiatoare cu țevi eliptice sau cu panouri și cu baterii de răcire suflate cu aer sau răcite cu apă.

Pentru transformatoarele foarte mici (cu puteri pînă la 20 kVA), la care nu este necesară suprafață de răcire suplimentară, cuvele sînt de tip neted.

Cuvele cu pereți din tablă onduiată sînt utilizate la transformatoarele în ulei cu puteri de la 20 kVA la 1 600 kVA, în limitele posibilităților de cedare către mediul ambiant a căldurii corespunzătoare pierderilor din transformator (fig. 15.22), avînd o rezistență relativ mică la creșterea presiunii interioare. Din acest motiv, uscarea sub vid a transformatorului în cuvă din tablă cu ondule nu este posibilă.

Cuvele cu țevi rotunde sau ovale sînt utilizate la transformatoarele cu

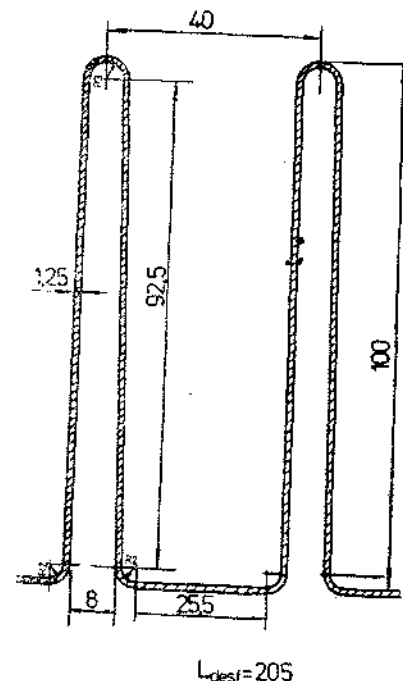


Fig. 15.22. Formă de ondulă utilizată la cuvele transformatoarelor (dimensiunile sînt în mm).

puteri de la 25 kVA la 10 MVA. Acestea au o rezistență mecanică mai mare decât cele realizate din tablă ondulată și, la aceeași cantitate de ulei, au aria suprafețelor de răcire mai mare.

Date orientative privind grosimile tablelor din care se realizează pereții, fundul și capacul cuvei, se dau în tabelul 15.1.

Tabelul 15.1

Date cu privire la cuvele cu țevi

S_N [kVA]	Număr rinduri țevi	Grosimea [mm]		
		perete	fund	capac
20—50	1	1,5—2,0	3	4—5
75—200	1—2	2,0—2,5	3—4	5—6
250—500	3—4	2,5—3,5	4—5	6—8
630—1 000	4—5	3,0—4,0	5—6	10
>1 000	5—6	4,0—5,0	8—10	12

Țevile utilizate au diametrele exterioare între 30 mm și 50 mm, cu grosimile pereților cuprinse între 1 mm și 1,5 mm. Țevile rotunde sînt, adesea, ovalizate, pentru reducerea cantității de ulei la aceeași suprafață de răcire. Astfel, țevile cu diametrul de 51 mm, după ovalizare, au dimensiunile de 72×20 mm.

Cuvele cu țevile prinse direct pe pereți se pot realiza pînă la maximum șase rinduri, modul de așezare a lor fiind reprezentat în figura 15.23, iar principalele date privind poziționarea lor pentru o răcire eficientă sînt date în tabelul 15.2 [7]. Realizarea cuvelor cu țevile prinse direct pe pereți necesită o manoperă destul de mare, fiecare țevă fiind, separat, îndoită, montată și sudată pe perețele cuvei.

Tabelul 15.2

Date privind realizarea cuvelor cu țevi prinse direct pe pereți.
Notațiile sînt cele din figura 15.23. Dimensiunile sînt în mm.

Dimensiuni țevă ($\varnothing d$)	$\varnothing 51$	$\varnothing 30$	ovală 72×20
R	150	150	188
t	70	50	50
t_p	75	55	100
a_1	50—80		60—100
e_{min}	60—120		70—130
e_{max}	70—130		80—140

Notă :

$$\begin{aligned} a_2 &= a_1 + t_p; a_3 = a_1 + 2t_p; \\ a_n &= a_1 + (n-1)t_p; \\ b_n &= H_{cu} - e - e; b_{n-1} = b_n - 2t_p; \\ b_{n-2} &= b_{n-1} - 2t_p. \end{aligned}$$

De aceea, s-a trecut la cuvele cu lire din țevi (fig. 15.24), care necesită un număr redus de orificii în pereții cuvei, iar lirele pot fi realizate separat, ca subansambluri normalizate. Lirele pot avea două pînă la opt rinduri de țevi drepte, distanțele de montare pe cuvă fiind aceleași ca la țevi (tabelul 15.2).

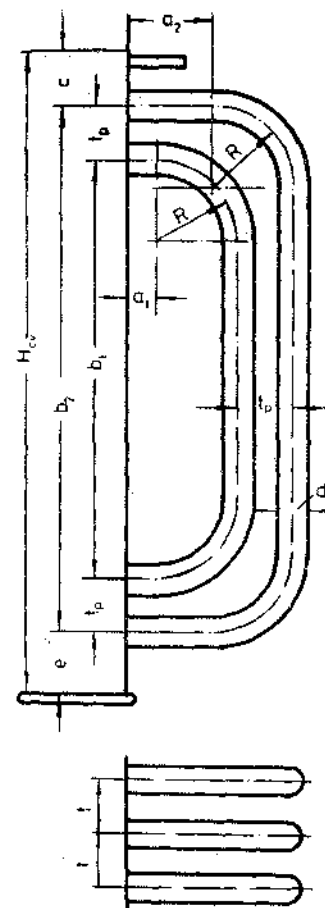
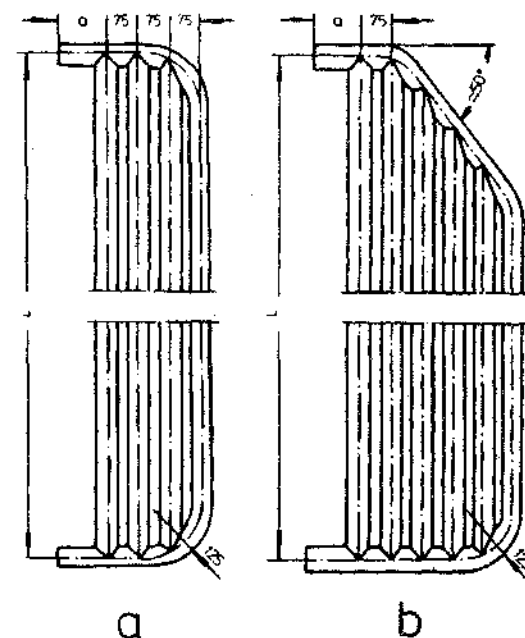


Fig. 15.23. Poziționarea țevilor pe cuvă.

Fig. 15.24. Lire din țevi:
a — execuție normală; b — execuție adaptată la gabaritul de cale ferată.



Cuvele cu radiatoare din țevi rotunde sau ovale, sub formă de bșterii, au luat o mare răspîndire datorită avantajelor tehnologice de fabricație.

În figurile 15.25 și 15.26 sînt date două modele de radiatoare, iar în tabelele 15.3 și 15.4 sînt prezentate datele de bază ale acestor radiatoare. Radiatoarele cu țevi drepte (fig. 15.25) sînt formate din două rinduri de cîte 10 țevi (72×20 mm) și se folosesc la transformatoare cu puteri de la 100 la 6 300 kVA. Radiatoarele cu țevi îndoit pot fi simple (fig. 15.26, a) și sînt formate din $2 \times 16 = 32$ de țevi (două rinduri a 16 țevi) sau duble (fig. 15.26, b), cînd au $2 \times 2 \times 16 = 64$ țevi (patru rinduri a 16 țevi).

Radiatoarele cu țevi îndoit sînt utilizate la transformatoare mai mari, de la 2 500 kVA la 63 MVA.

Radiatoarele cu panouri se folosesc la transformatoarele cu puteri mici, de la 63 kVA la 1 600 kVA, putînd avea unul pînă

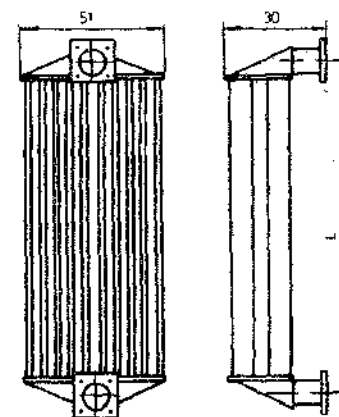


Fig. 15.25. Radiatoare cu țevi drepte. Dimensiunile sînt în cm.

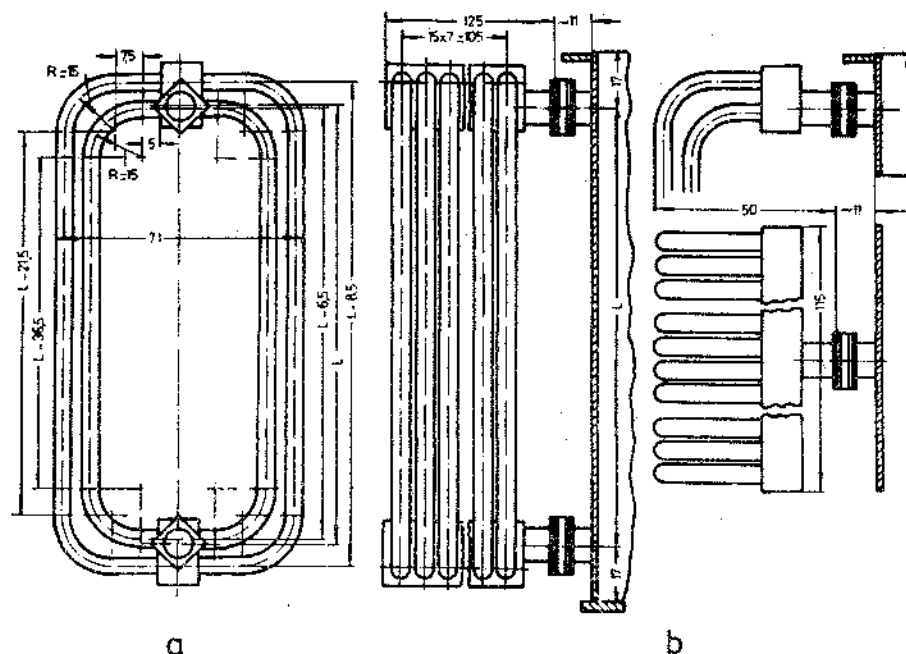


Fig. 15.26. Radiatoare cu țevi îndoit. Dimensiunile sunt în cm.

Tabelul 15.3

Datele de bază ale radiatoarelor cu țevi drepte, reprezentate în figura 15.25

L [cm]	S_{CT} [m ²]	G_{FER} [kg]	G_u [kg]
71	1,98	52,6	28,6
90	2,60	59,5	31,6
115	3,40	68,6	35,6
140	4,20	77,6	39,5
161,5	4,88	83,5	42,9
180	5,48	92,3	45,8
200	6,10	99,5	49,0
220	6,75	106,8	52,2
240	7,40	114	55,3

Notă: S_{CT} — aria de convecție a țevilor; G_{FER} — masa fierului radiatorului; G_u — masa uleiului din radiator. Aria de convecție a celor două colectoare de ulei se ia $S_{ce} \approx 0,4$ m².

la șapte elemente în paralel, cu lățimi de 370 mm sau 520 mm (poz. 5, fig. 15.27).

Transformatoarele cu puteri peste 10 MVA au, în general, răcire artificială cu aer, constând în amplasarea, sub radiatoare, a unor ventilatoare care asigură un debit mărit de aer cu sensul de jos în sus. La puteri mari se prevede execuția transformatorului cu circulație forțată a uleiului și cu răcire forțată cu aer (o baterie separată de radiatoare cu ventilatoare) sau cu apă (răcitor separat cu apă). Sub aspectul eficienței răcirii, bateriile răcite cu apă sînt avantajoase, însă prezintă dificultăți de etanșare.

Tabelul 15.4

Datele de bază ale radiatoarelor cu țevi îndoit, reprezentate în figura 15.26

L [cm]	Radiator simplu			Radiator dublu		
	S_{CT} [m ²]	G_{FER} [kg]	G_u [kg]	S_{CT} [m ²]	G_{FER} [kg]	G_u [kg]
188	11,45	205	161	22,9	380	276
200	12,1	215	169	24,15	401	291
228,5	13,55	236	184	27,05	442	321
248,5	14,55	249	194	29,1	468	341
268,5	15,6	264	201	31,15	499	362
300	17,2	285	219	34,35	540	393
325	18,45	302	232	36,9	575	418
375	21,0	337	258	42	644	469
400	22,3	352	269	44,6	675	492
425	24,6	373	284	47,2	716	521

Notă: S_{CT} — aria de convecție a țevilor; G_{FER} — masa fierului radiatorului; G_u — masa uleiului din radiator. Aria de convecție a colectoarelor radiatorului simplu este $S_{ce} \approx 0,72$ m², iar a celui dublu $S_{ce} \approx 0,66$ m².

În toate aceste cazuri, cuvele transformatoarelor sînt confecționate din foi de tablă sudate, întărite prin nervuri. Marginea superioară a cuvei se termină, în general, cu o ramă de oțel cornier prevăzută cu găuri pentru șuru-

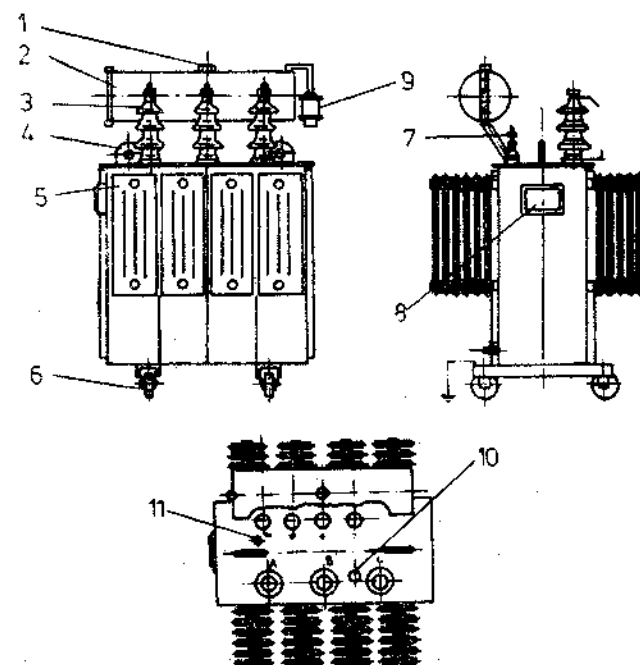


Fig. 15.27. Transformator trifazat în ulei (250 kVA ; 20/0,4 kV):

1 — bușon umplere; 2 — conservator; 3 — izolator I.T.; 4 — ureche de ridicare; 5 — radiator panou; 6 — cărucior; 7 — izolator J.T.; 8 — etichetă și schemă de conexiuni; 9 — filtru de aer; 10 — comutator; 11 — locaș termometru.

burii, prin intermediul cărora se face îmbinarea dintre capacul cuvei și cuvă. Pe fundul cuvei (în exteriorul acesteia) se sudează, de obicei, cărucioare cu roți pentru deplasarea transformatorului.

15.4.2. CAPACUL CUVEI

Se execută tot din tablă de oțel și se prinde de rama cuvei cu ajutorul unor șuruburi. La transformatoarele de mică și medie putere legătura dintre capac și partea decuvabilă a transformatorului este de cele mai multe ori rigidă, executată cu ajutorul a patru tiranți de suspensie care leagă capacul de schelele jugului superior (fig. 15.21 și fig. 19.4 — poz. 9).

La transformatoarele de greutate mică, pe capac se află urechile de ridicare a părții decuvabile, iar la cele mai grele se practică guri de vizitare în capac, prin care se introduc cablurile de ridicare a părții decuvabile, ce se prind de urechi special sudate pe schelă.

15.4.3. CONSERVATORUL

Conservatorul (poz. 2, fig. 15.27) are rolul de a asigura o suprafață de contact a uleiului cu aerul mai mică decât în cazul lipsei lui, micșorând astfel posibilitatea de oxidare a uleiului. De asemenea, conservatorul asigură spațiul necesar dilatărilor și contractărilor uleiului în timpul încălzirii și al răcirii transformatorului; în plus, uleiul în conservator nu este supus unor variații de temperatură așa de mari ca în cuvă. Absorbția de umiditate și îmbătrânirea uleiului sînt, în acest caz, mult mai reduse. Conservatorul se utilizează la toate tipurile de transformatoare cu puteri mai mari de 75 kVA, avînd o singură cameră la transformatoarele cu reglaj în absența tensiunii și două camere (cealaltă servind drept conservator al comutatorului de reglaj), la transformatoarele cu reglajul tensiunii sub sarcină.

Unii constructori de transformatoare îl consideră inutil, în locul conservatorului aplicîndu-se obișnuit etanșarea cuvei, variațiile de volum ale uleiului egalizîndu-se printr-un spațiu umplut cu azot sau aer.

La transformatoarele de putere mică și medie conservatorul se așază pe latura mai mică a capacului, în partea dreaptă cînd se privește din partea izolatoarelor de înaltă tensiune. Cînd se așază în lungul transformatorului, atunci se așază pe partea de joasă tensiune (fig. 15.27).

La puteri mari ale transformatoarelor, conservatorul este demontabil și se poate așeza separat de transformator. Capacitatea aproximativă a conservatorului este de 10% din volumul uleiului din transformator.

15.5. ACCESORIILE TRANSFORMATOARELOR

Cele mai importante accesorii ale transformatoarelor sînt (v. fig. 15.27): izolatoarele de trecere, releul de gaze, supapa de siguranță, indicatoarele de temperatură, comutatorul de reglarea tensiunii și filtrul de aer.

15.5.1. IZOLATOARELE DE TRECERE

Izolatoarele transformatoarelor servesc la trecerea conductoarelor electrice prin capacul cuvei, permițînd legarea intrărilor sau ieșirilor înfășurărilor cu rețeaua electrică. Se compun dintr-o parte izolantă, de obicei din porțelan și dintr-o parte conductoare de curent (fig. 15.28). Izolatoarele de trecere constituie ultimul element de protecție al rețelei și, în consecință, trebuie să limiteze, în anumite cazuri (de exemplu la căderea trăsnetului în imediata apropiere a transformatorului), amplitudinea undei se supratensiune.

Rolul limitator este asigurat de eclatoarele dispuse direct pe izolatari cu tensiuni peste 6 kV (fig. 15.28, b),

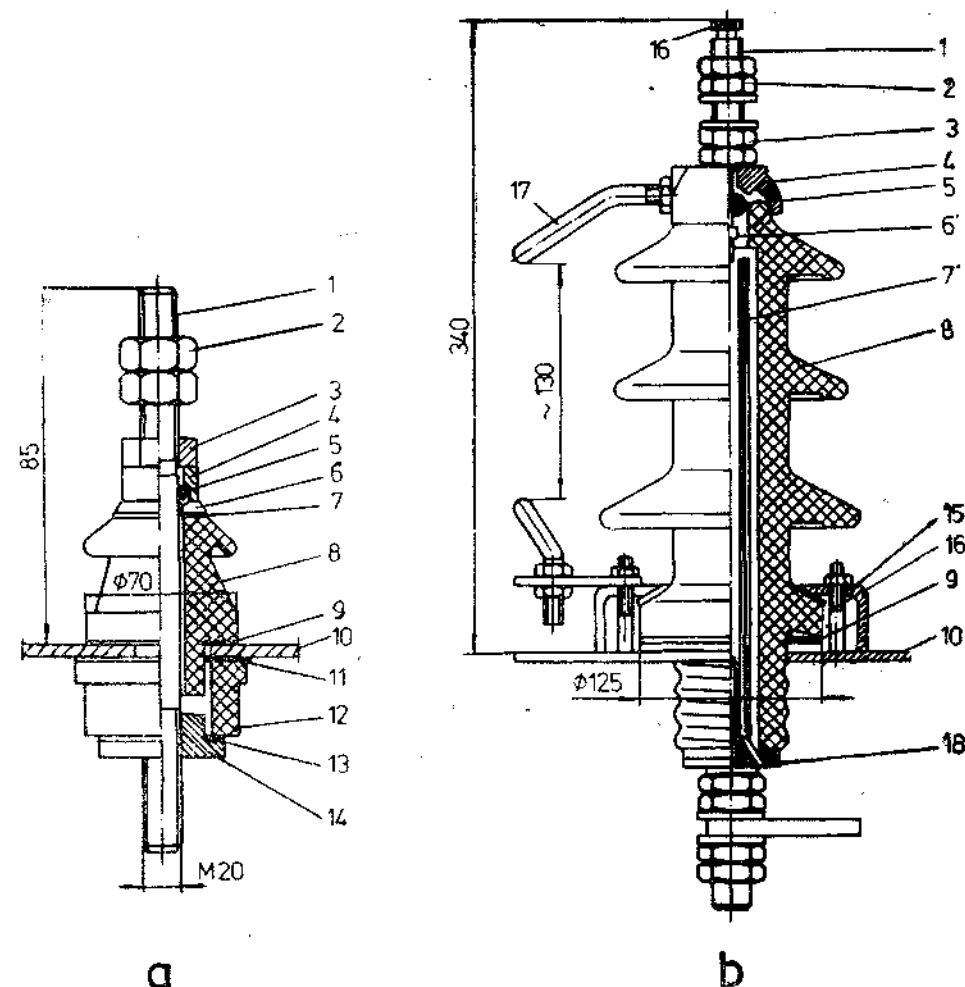


Fig. 15.28. Izolatoare de trecere:

a — de joasă tensiune ($U_n \leq 1$ kV); b — de înaltă tensiune; 1 — tijă de trecere; 2 — piulițe de stringere a conductoarelor; 3 — piulițe de stringere a izolatului; 4 — capac metalic; 5 — garnitură; 6 — șaibă de etanșare; 6' — bolț de siguranță; 7 — garnitură; 7' — tub izolant; 8 — corp izolator exterior; 9 — garnitură; 10 — capac cuvă; 11, 13 garnituri de etanșare; 12 — corp izolator interior; 14 — guler de stringere; 15 — brida de stringere; 16 — prezon de stringere; 17 — eclator; 18 — rondela de etanșare.

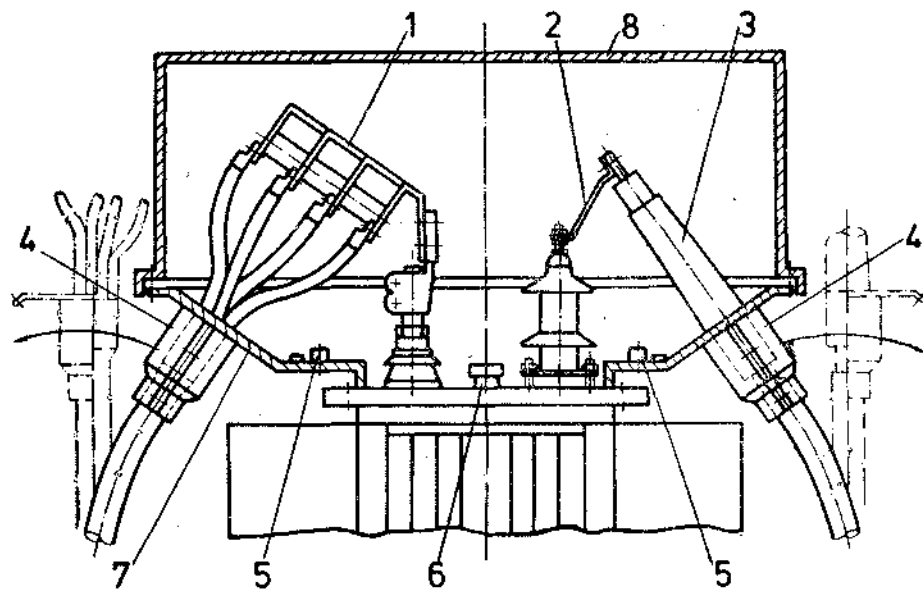


Fig. 15.29. Cutie de cabluri, în aer:

1 — legătură cablu joasă tensiune (pentru patru fire în paralel); 2 — legătură cablu înaltă tensiune; 3 — izolator aer — aer pentru cablu de înaltă tensiune; 4 — mufă fixare cablu; 5 — legare la pământ; 6 — dispozitiv acționare comutator prize; 7 — partea inferioară a cutiei de cablu; 8 — partea superioară a cutiei de cablu.

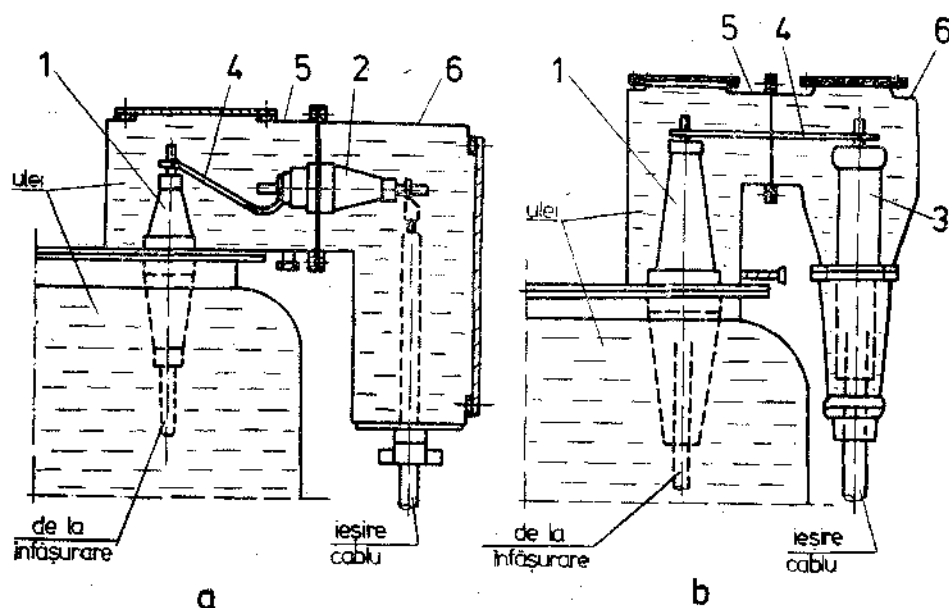


Fig. 15.30. Cutie de cabluri, în ulei:

a — pentru tensiuni până la 35 kV; b — pentru tensiuni mai mari de 35 kV; 1 — izolator ulei — ulei pentru ieșirea din transformator; 2 — izolator ulei — ulei intermediar (de trecere); 3 — izolator pentru cabluri de tensiuni înalte; 4 — legături; 5 — cutie de racordare; 6 — cutie cablu.

La valori ale curentului prin tija izolatorului mai mari de 600 A, pierderile în fierul capacului cuvei, provocate de fluxul magnetic creat în jurul izolatorului, devin mari, ducând la o încălzire locală inadmisibilă a capacului; de aceea se impune utilizarea, în zona dintre izolatori, a unor fante care se umplu cu un material solid nemagnetic.

La curenți mari, dar și tensiuni ridicate, ansamblul de izolatoare de trecere se assemblează pe plăci din material nemagnetic (alamă, duraluminu, pertinax) care se montează apoi pe capacul cuvei.

În practică, de regulă, deoarece calculul izolatoarelor de trecere este destul de dificil, tipurile de izolatoare utilizate în construcția transformatoarelor sînt normalizate sau standardizate.

În afara transformatoarelor cu ieșire prin izolatoare se construiesc și transformatoare cu ieșire prin cablu. În figura 15.29 este reprezentată o ieșire prin cabluri, în aer. Se observă că ieșirile din transformator se fac prin izolatoare de trecere obișnuite, iar racordarea rețelor la transformator, atât pe partea de joasă tensiune cît și de înaltă tensiune, se face prin cabluri corespunzătoare.

În figura 15.30 sînt reprezentate două variante de ieșiri prin cabluri, în ulei. În prima variantă cablul de tensiune corespunzătoare se leagă direct la izolatorul de trecere, iar în cea de a doua variantă, pentru tensiuni mai mari, ieșirea cablului se face cu ajutorul unui izolator special; întregul ansamblu conexiuni este cufundat în ulei de transformator.

15.5.2. RELEUL DE GAZE

Releul de gaze este unul din aparatele cele mai răspîndite în practică pentru protecția transformatoarelor, fiind cunoscut și sub numele de *releul Buchholz* (v. fig. 15.31).

Orice neajunsuri în funcționarea unui transformator (defectarea izolației dintre spire, defectarea miezului etc.) dau naștere unor centre locale de temperatură ridicată, provocînd în locul respectiv descompunerea uleiului care este însoțită de eliminarea unor gaze ca produse ale descompunerii.

Releul de gaze este montat pe conducta de legătură dintre capacul cuvei și conservator, fiind prevăzut cu două plutitoare, cel superior (A în fig. 15.31) coborînd cînd se adună o anumită cantitate (mică) de gaze și închizînd întreruptorul cu mercur al unei instalații de alarmă.

În cazul defectelor importante cantitatea de gaze crescînd, în momentul evacuării lor către conservator sau cînd viteza de trecere a uleiului prin releu depășește o anumită limită, releul comandă deconectarea transformatorului atât pe partea de joasă tensiune, cît și pe cea de înaltă tensiune (B în fig. 15.31).

Releul mai poate comanda deconectarea transformatorului cînd nivelul uleiului din transformator a scăzut sub nivelul releului.

15.5.3. SUPAPA DE SIGURANȚĂ

Supapa de siguranță care mai este denumită și țevă de evacuare, asigură cuva transformatorului contra exploziilor (ca urmare a unei presiuni interioare excesive) și contra defectărilor ce produc o degajare bruscă și în cantitate mare de gaze.

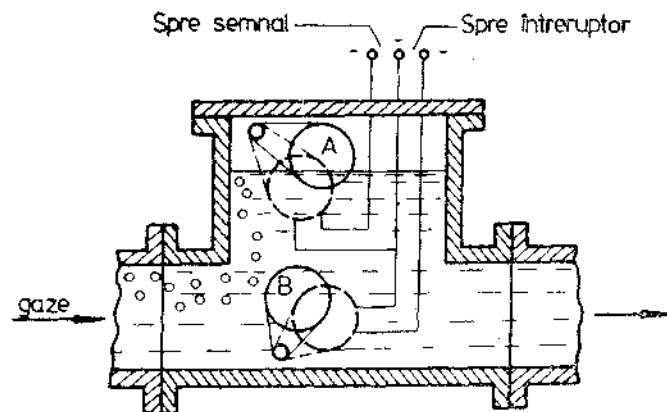


Fig. 15.31. Relu de gaze (Buchholz).

În figura 15.32 se reprezintă construcția unei supape de siguranță cu membrană din sticlă sau din pertinax și a unei supape cu piston. Grosimea acestei membrane se alege corespunzător cu presiunea pe care o poate suporta cuva.

Supapa de siguranță se prevede, în general, la transformatoarele cu puteri peste 1 000 kVA.

15.5.4. INDICATOARELE DE TEMPERATURA

Transformatoarele mici sînt înzestrate, pentru verificarea temperaturii uleiului în stratul superior, cu termometre simple, cu mercur. Orificiul în care se montează termometrul se prevede cu o teacă etanșă de protecție, care la montare se umple cu ulei.

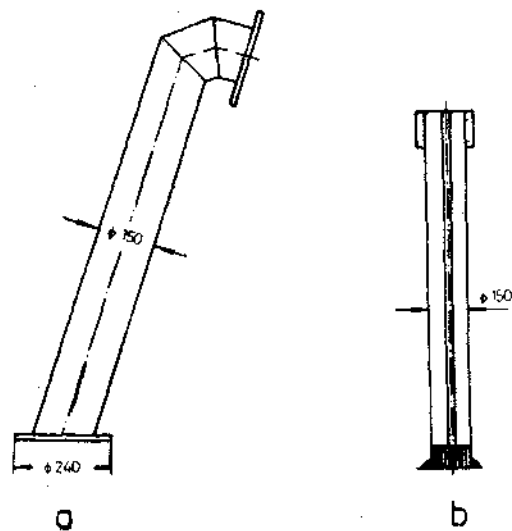


Fig. 15.32. Supape de siguranță:
a — cu membrană; b — cu piston.

Termometrele cu cadran sînt construite similar ca un manometru, acul indicator fiind legat la locul de măsurare printr-un tub capilar cu o lungime de cîțiva metri. Cadranul indicator se montează pe cuva transformatorului, fiind înzestrat frecvent și cu contacte pentru semnalizarea temperaturii maxime.

Transformatoarele cu o putere mai mare de 10 MVA se echipează cu termometre cu rezistență.

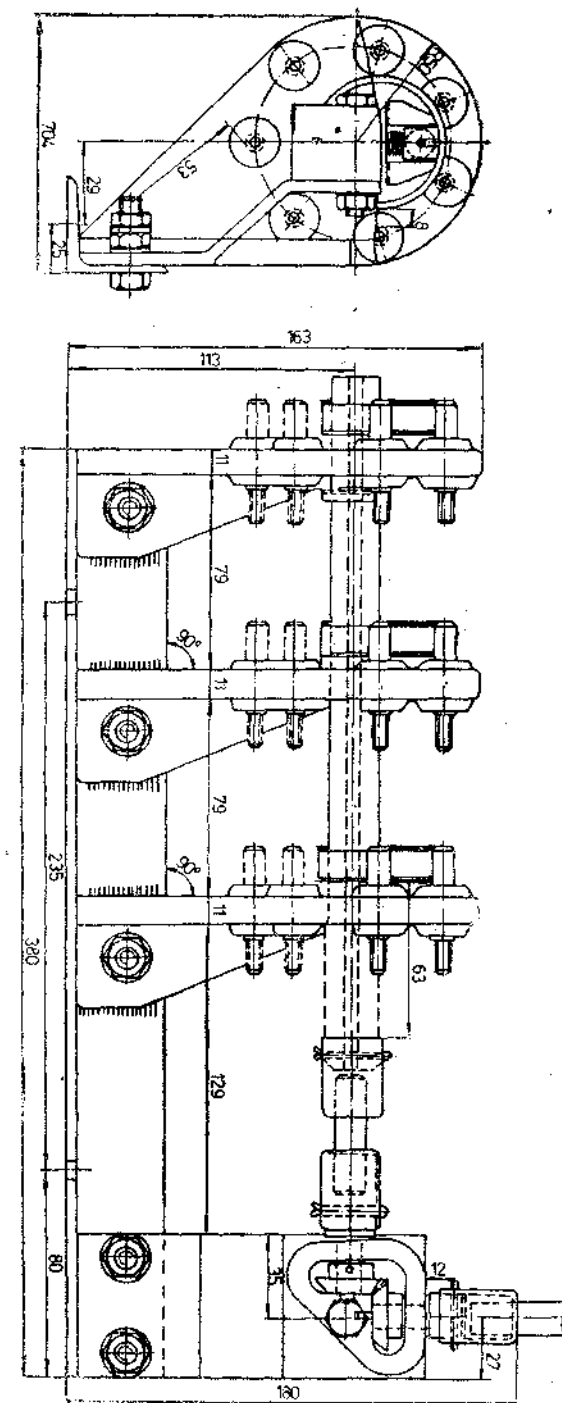


Fig. 15.33. Comutator rotativ de 20 kV/100 A.

Cînd reglarea tensiunii se face în starea deconectată de la rețea a transformatorului, comutatorul are rolul de a modifica numărul de spire aflate în circuit, ceea ce implică modificarea tensiunii secundare.

Construcția acestuia depinde de valoarea tensiunii și a curentului nominal. Tipul de comutator liniar se folosește pentru un curent de regim de 60 A și pentru tensiuni pînă la 35 kV. Acest comutator este destinat transformatoarelor trifazate de putere pînă la cca. 1 600 kVA și poate ocupa trei poziții, corespunzătoare domeniului de reglaj de $\pm 5\%$.

În figura 15.33 se prezintă, detaliat, construcția unui comutator rotativ, folosit în prezent în diverse țări, pentru curenți de 100 A, cu cinci prize de reglaj ($\pm 2 \times 2,5\%$).

Acționarea din greșală a comutatorului cînd transformatorul este conectat la tensiunea de alimentare, provoacă formarea unui arc pe contacte, ducînd la distrugerea comutatorului. Din acest motiv transformatoarele se înzestrează adeseori cu dispozitive de blocare, care fac imposibilă acționarea comutatorului înaintea deschiderii întreruptoarelor.

Comutatoarele pentru reglajul în sarcină al tensiunii transformatoarelor pot fi cu reactanță limitatoare și acționare lentă a contactelor ruptorului sau cu rezistențe de limitare și acționare rapidă a ruptorului (tip Jansen), iar manevrarea se face de pe cuvă, de la distanță (printr-un manipulator) sau automat, în funcție de căderea de tensiune din rețea.

Transformatoarele cu reglajul tensiunii în sarcină se prevăd cu mai multe prize. De exemplu, se prevăd cu 17 prize de reglaj ($\pm 8 \times 1,25\%$ din tensiunea nominală) pentru transformatoarele cu tensiunea înaltă de 66 kV sau cu 27 de prize de reglaj ($\pm 13 \times 1,25\%$ din tensiunea nominală) pentru transformatoarele de 220/110 kV.

15.5.6. FILTRUL DE AER

Filtrul de aer este montat pe conductă de legătură dintre conservator și mediul ambiant (poz. 9, fig. 15.27), izolînd uleiul de influența atmosferei (a umidității, a impurităților aerului). În etapa actuală, ca absorbant al umidității, se folosește silicagelul, care în stare uscată este *albastru*, iar sub influența umidității capătă culoarea *roșie*. Caracteristicile higroscopice ale silicagelului pot fi regenerate, încălzindu-l la o temperatură de 400–500°C.

Capitolul 16. CALCULUL ELECTROMAGNETIC AL TRANSFORMATORULUI

Se vor trata numai transformatoarele de putere; transformatoarele de măsură prezintă unele particularități constructive și de calcul specifice, în principiu însă calculul lor este asemănător.

16.1. DATELE NOMINALE ALE TRANSFORMATORULUI

Datele nominale constituie acele date de la care se pornește cu dimensionarea transformatorului și pe care transformatorul trebuie să le asigure, după fabricație, în funcționare.

Acestea sînt :

- *puterea aparentă nominală* : S_N , în VA sau kVA ;
- *tensiunile nominale* din primar și secundar : U_{1N}/U_{2N} , în V sau kV ;

La transformatoarele trifazate aceste tensiuni sînt cele de linie (între faze) ;

- *treptele de reglaj a tensiunii*, în $\%$ din U_N ;
- *factorul de putere al sarcinii* : $\cos \varphi_2$ (în special la transformatoarele mici cu $S_N < 1$ kVA) ;
- *frecvența tensiunii de alimentare* : f , în Hz. În cazul în care nu se specifică altă valoare, se înțelege $f = 50$ Hz ;
- *numărul de faze m*. Pentru transformatorul monofazat $m = 1$, iar pentru cel trifazat $m = 3$;
- *conexiunile înfășurărilor* Y, D, Z etc. (pentru înalta tensiune) și y, d, z etc. (pentru joasa tensiune) și grupa de conexiuni ;
- *tipul constructiv* : cu coloane, în manta etc. ;
- *sistemul de răcire* : cu aer, cu ulei (cu circulație naturală sau forțată) etc. ;

— *alte date* : *curentul de funcționare în gol* I_0 , *pierderile în fier* sau *la funcționarea în gol* $P_0 \approx P_{Fe}$, *pierderile electrice* în înfășurări sau de funcționare în scurtcircuit la curentul nominal $P_{KN} = P_{cl}$, tensiunea de scurtcircuit u_{KN} etc.

Nu întotdeauna este obligatoriu să se impună toate datele de mai sus ; o parte din ele, dacă nu sînt impuse în mod special, se pot alege din standardele în vigoare.

De asemenea, trebuie menționat faptul că de obicei, transformatoarele mici ($S_N < 1$ kVA) se construiesc cu răcire în aer, afară de cazurile cînd se impune un alt mod de răcire. Transformatoarele mai mari însă ($S_N > 1$ kVA) se construiesc, de obicei, cu răcire cu ulei, dacă, întocmai ca în primul caz, nu se impune, în mod special un alt mod de răcire.

16.2. CALCULUL CIRCUITULUI MAGNETIC AL TRANSFORMATORULUI

După cum s-a menționat (v. paragraful 15.1), circuitul magnetic este constituit din coloane pe care se așază înfășurările transformatorului și din juguri, prin care se închide fluxul magnetic al coloanelor. Constructiv, formele secțiunilor coloanei și jugului pot fi dreptunghiulare sau în trepte.

Miezul feromagnetic cu secțiunea dreptunghiulară este mai ușor de executat (prin împachetare din tole egale), însă bobinele se construiesc mai greu, mai ales cînd este vorba de dimensiuni mari.

De aceea, de regulă, miezul cu secțiunea dreptunghiulară se folosește la transformatoarele mici ($S_N < 1$ kVA), care sînt, de obicei, monofazate.

La transformatoarele ceva mai mari ($S_N > 1$ kVA), se folosesc, mai frecvent, miezurile feromagnetice cu secțiunea în trepte. Dezavantajul acestora constă în faptul că fiind din mai multe trepte, tehnologia de împachetare este ceva mai dificilă. De asemenea, nici umplerea cercului (cu diametrul

D_c) nu se poate face perfect, deoarece ar fi nevoie de un număr de trepte foarte mare. Tehnologia de fabricație însă, a bobinelor rotunde, este mai ușoară, iar rezistența mecanică a acestora la acțiunea forțelor electrodinamice (la scurt-circuite bruște) mai bună.

Numărul de trepte și dimensiunile fiecărei trepte corelate și cu cele ale jugului, constituie pentru fiecare fabrică elemente normalizate, cu scopul tipizării cât mai mult a proceselor tehnologice de fabricație.

În figura 16.1 sînt reprezentate, de exemplu, cîteva forme constructive de miezuri în trepte și dimensiunile fiecărei trepte, astfel încît (pentru numărul respectiv de trepte) secțiunea ocupată de miez (din suprafața cercului cu diametrul D_c) să fie maximă.

Cum s-a menționat, ca materiale pentru miezurile feromagnetice de transformatoare, mai ales la cele mai mari, se folosește tablă silicioasă laminată la rece, cu cristale orientate, avînd grosimea de 0,28 – 0,35 mm și pierde-

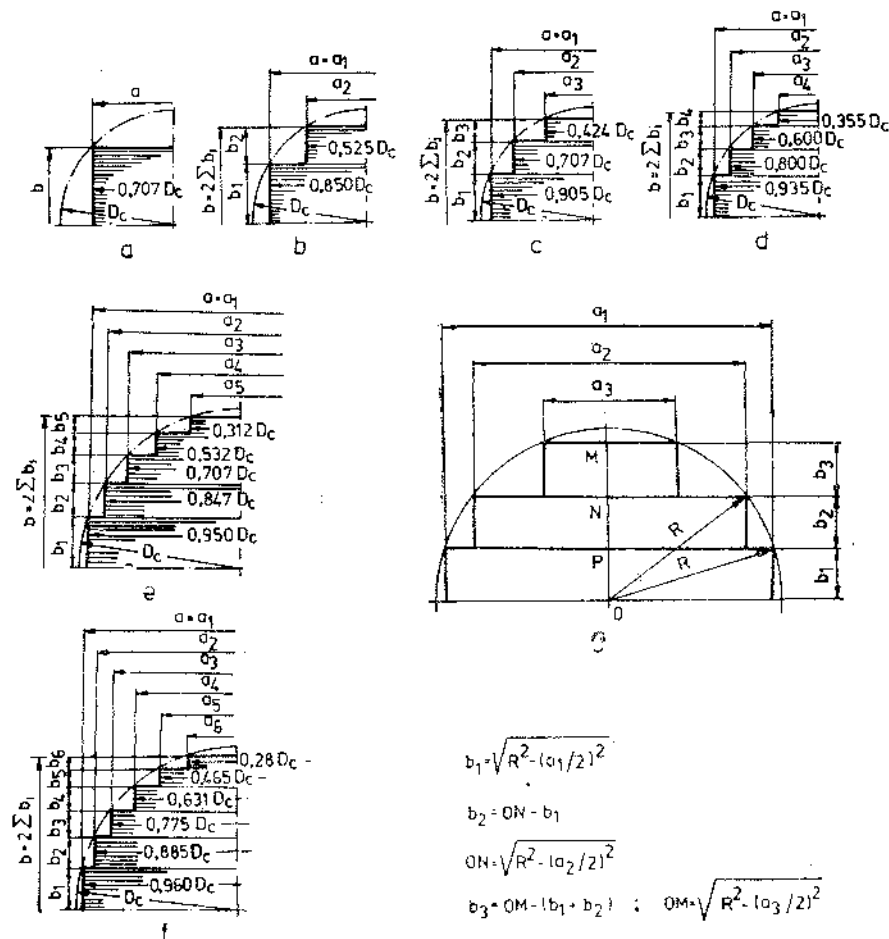


Fig. 16.1. Dimensiunile treptelor miezului magnetic, astfel încât secțiunea miezului să fie maximă:

a — cu o treaptă; b — cu două trepte; c — cu trei trepte; d — cu patru trepte; e — cu cinci trepte; f — cu șase trepte.

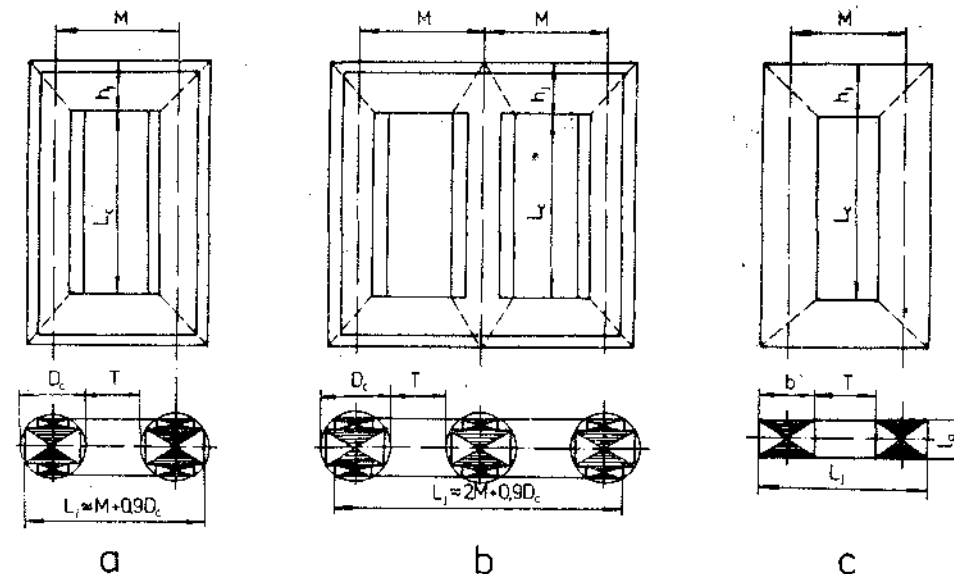


Fig. 16.2. Dimensiunile principale ale unui miez magnetic:

a — monofazal, cu două coloane în trepte; b — trifazal, cu trei coloane în trepte; c — monofazal, cu două coloane dreptunghiulare.

riile specifice la inducția magnetică de 1 T și frecvența de 50 Hz, $p_{10/50} = 0,47$ W/kg (cifra de pierderi specifice în fier la diferite inducții magnetice și frecvențe, precum și caracteristica de magnetizare $B = f(H)$, sînt elemente caracteristice ale materialului miezului feromagnetic și sînt furnizate de firma care fabrică tolele pentru miezul feromagnetic).

La transformatoarele mici, se folosește frecvent însă și tabla silicioasă laminată la rece cu cristale neorientate, avînd grosimea de 0,5 mm și pierderile specifice $p_{10/50} = 2,3$ W/kg.

În figura 16.2, a și b sînt reprezentate dimensiunile principale ale miezurilor feromagnetice cu coloane (monofazate și trifazate), avînd forma secțiunii miezului în trepte. În mod similar, se reprezintă și miezurile cu secțiunea coloanei dreptunghiulară, a cărei lățime este b (fig. 16.2, c).

De multe ori, transformatoarele mici se construiesc cu miezul în manta. În figura 16.3 este reprezentat un astfel de transformator bobinat; poziția 2 reprezintă tola miezului cu dimensiunile respective (v. și fig. 15.9).

16.2.1. CALCULUL SECȚIUNILOR COLOANEI ȘI JUGULUI

— Secțiunea (transversală) netă de fier a coloanei se determină, orientativ cu relația:

$$S_c = C_c \sqrt{\frac{S_1}{f}} \text{ [m}^2\text{]}, \quad (16.1)$$

în care:

S_1 este puterea aparentă a transformatorului pe o coloană, în VA.

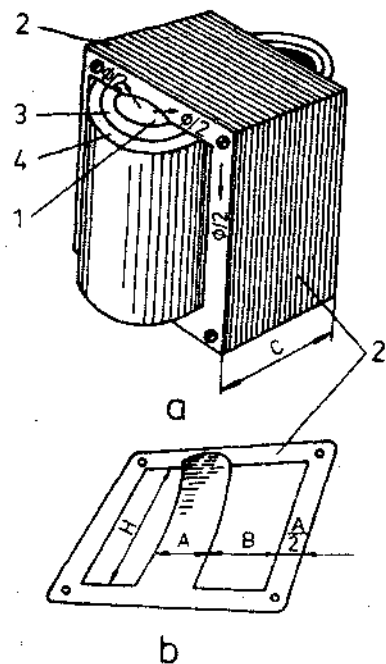


Fig. 16.3. Transformator monofazat în manta cu tole din întregul:

a - transformatorul (vedere); b - tola miezului; 1 - spațiu prevăzut în carcasa bobinei pentru împachetarea miezului; 2 - tola miezului; 3 - bobină primară; 4 - bobină secundară.

— pentru secțiunea coloanei dreptunghiulare (fig. 16.2, c)

$$S_c = k_{Fe} b l_g \text{ [m}^2\text{]}, \quad (16.3)$$

de unde rezultă l_g cînd se impune b , sau invers (orientativ se poate lua raportul $b/l_g = 1 \dots 1,5$), în care:

k_{Fe} este coeficientul de împachetare al miezului, adică de umplere cu fier al spațiului ocupat de tole. Pentru tole de 0,35 mm — din tablă silicoasă laminată la rece cu cristale orientate și izolate cu carlit,

$$k_{Fe} = 0,94 \dots 0,96, \quad (16.4)$$

Pentru tabla laminată la rece cu cristale neorientate (grosime 0,5 mm) $k_{Fe} = 0,95$;

$k_m = k_{Fe} k_g$, este coeficientul total de umplere al cercului cu diametrul D_c , cu fier și care depinde atât de k_{Fe} cit și de coeficientul geometric de umplere a cercului k_g . La rîndul lui k_g depinde direct de numărul de trepte ale miezului coloanei, de modul de strîngere al acestuia și la transformatoarele cu canale de răcire în miez, de lărgimea acestor canale. În tabelul 16.1 este dat numărul orientativ de trepte în funcție de diametrul D_c al coloanei și coeficientul k_g corespunzător.

În funcție de puterea nominală S_N a transformatorului, în VA, rezultă:

— $S_1 = S_N$ [VA], pentru transformatorul monofazat în manta și pentru transformatorul monofazat cu înfășurările concentrice (dispuse pe o coloană);

— $S_1 = \frac{S_N}{2}$ [VA], pentru transformatorul monofazat cu înfășurările dispuse pe două coloane;

— $S_1 = \frac{S_N}{3}$ [VA], pentru transformatorul trifazat cu înfășurările pe trei coloane (concentrice);

— f — frecvența tensiunii de alimentare, în Hz;

— $C_t = (4 \div 6) \cdot 10^{-4}$ — constantă de calcul. În medie se poate lua $C_t = 5 \cdot 10^{-4}$.

— Dimensiunile geometrice ale coloanei rezultă din valoarea secțiunii nete a coloanei, pe baza următoarelor relații:

— pentru secțiunea coloanei, în trepte (fig. 16.2, a, b)

$$S_c = k_m \frac{\pi D_c^2}{4} \text{ [m}^2\text{]}, \quad (16.2)$$

de unde rezultă, diametrul coloanei:

$$D_c = \sqrt{\frac{4 S_c}{\pi k_m}} \text{ [m]}; \quad (16.2, a)$$

Tabelul 16.1

Numărul orientativ de trepte n_{tr} în funcție de diametrul D_c al coloanei și coeficientul k_g corespunzător, pentru diferite moduri de strîngere a miezului coloanei

a) Miez strîns cu înfășurarea sau prin lipire cu lac și fără canale de răcire

D_c [cm]	<8	8	9	10÷18	20÷30	32÷40
n_{tr}	3	4	5	6	7-8	9÷11
k_g	0,851	0,877	0,915	0,915÷0,92	0,918÷0,925	0,915÷0,925

b) Miez strîns cu bandă de sticlă sau de oțel (fără a forma spiră în scurtcircuit) și cu n_c canale longitudinale

D_c [cm]	20÷26	28÷30	32÷34	36÷38	40÷42	45÷50
n_{tr}	7	7	8	8	10	13
n_c	—	—	—	1	1	1
k_g	0,90	0,91	0,910	0,90	0,910	0,915

c) Miez pentru transformatoarele uscate

D_c [cm]	<8	8	9÷14	16÷22	24÷26	28÷32
n_{tr}	3	4	5-6	7-8	7	8
n_c	—	—	—	—	1	2
k_g	0,851	0,877	0,915÷0,920	0,930÷0,935	0,80	0,820

Notă

1) Numărul treptelor n_{tr} și al canalelor longitudinale n_c date în tabel pot fi modificate din considerente tehnico-economice ale întreprinderii constructoare.

2) La calculul factorului k_g s-au luat în considerație și canalele n_c largi de 6 mm pentru miezurile în ulei și de 20 mm pentru cele în aer.

3) La transformatoarele uscate, pentru $D_c \leq 22$ cm, strîngerea se face cu înfășurarea și cu pene; pentru $D_c > 22$ cm, strîngerea se face cu bandă de sticlă sau de oțel.

După definitivarea și rotunjirea dimensiunilor geometrice ale coloanei (b , l_g sau D_c), se recalculează valoarea definitivă a secțiunii coloanei cu relațiile (16.2) sau (16.3), în care se folosesc, de asemenea, și valorile exacte ale coeficienților k_g și k_{Fe} .

Este indicat ca secțiunea coloanei să se determine din dimensiunile fiecărei trepte cu relația

$$S_c = k_{Fe} 2 \sum_{i=1}^{n_{tr}} a_i b_i \text{ [m}^2\text{]}, \quad (16.4, a)$$

unde (v. fig. 16.1 și fig. 18.2), a_i și b_i reprezintă lățimea și respectiv grosimea treptei „i” (n_{tr} fiind numărul de trepte ale coloanei).

— Secțiunea (transversală) netă a jugului se ia egală sau mai mare cu circa 10% decît secțiunea coloanei, deoarece jugurile miezului feromagnetic al transformatorului au condiții de răcire mai dificile decît ale coloanelor

(jugul inferior este în partea de jos unde nu circulă uleiul de răcire, iar jugul superior este în partea de sus unde uleiul este cald și se îndreaptă spre radiatorul de răcire). Astfel :

— pentru miezurile dreptunghiulare, cu coloane, răcite cu aer :

$$S_j = S_c; \quad (16.5)$$

— pentru miezurile în manta ;

$$S_j = \frac{1}{2} S_c; \quad (16.6)$$

— pentru miezurile în trepte și în ulei :

$$S_j = \beta_j S_c = (1,03 + 1,1) S_c. \quad (16.7)$$

— **Dimensiunile geometrice ale jugului** pentru valoarea calculată a secțiunii, rezultă în funcție de forma secțiunii jugului (în trepte sau dreptunghiulară), similar ca dimensiunile coloanei, din relațiile (16.2) și (16.3).

Teoretic numărul de trepte al secțiunii jugului ar trebui să fie egal cu cel al secțiunii coloanei n_{tr} .

Dar, deoarece se dorește ca $S_j > S_c$, atunci numărul de trepte al secțiunii jugului se ia cu una, cel mult cu două trepte mai mic. Acest lucru (creșterea secțiunii jugului S_j) se face în mod uzual prin realizarea ultimei sau ultimelor două trepte la lățimea treptei anterioare, grosimile b_i rămânând aceleași ca la coloană.

De exemplu, presupunând că $n_{tr} = 5$ (fig. 16.1, e), se încearcă mai întâi jugul cu 4 trepte, făcând pe $a_5 = a_4$; dacă S_j calculat cu relația (16.4, a) rezultă prea mic ($S_j < 1,03 S_c$), atunci se măresc ultimele două trepte făcând $a_5 = a_4 = a_3$ după care se recalculează S_j , care trebuie să se încadreze în limitele date de relația (16.7).

Ca și la coloană, după definitivarea și rotunjirea dimensiunilor geometrice al jugului, se recalculează valoarea definitivă a secțiunii jugului S_j .

16.2.2. DIMENSIUNILE FERESTREI TRANSFORMATORULUI

Fereastra transformatorului (spațiul în care se amplasează înfășurările) este determinată de dimensiunile finite ale înfășurărilor și distanțele de izolație corespunzătoare, distanțe care depind, în primul rând, de tensiunile nominale.

Trebuie menționat că transformatoarele mici au, în general, tensiunile nominale primare și secundare sub 1 000 V ceea ce înseamnă că nu sînt necesare anumite distanțe izolante, impuse, așa cum se recomandă la tensiuni peste 1 000 V.

Din această cauză, rezultă că ferestrele transformatoarelor de tensiuni mici vor fi procentual mai mici, decît ferestrele transformatoarelor de aceeași putere, dar de tensiuni mai mari.

De aceea, la transformatoarele mici, este mai comod ca dimensionarea lățimii ferestrei să se facă definitiv după stabilirea înfășurărilor. Este necesar însă în prealabil să se determine prin calcul înălțimea ferestrei în funcție de care rezultă înălțimea bobinei (v. și exemplul de calcul de la paragraful 19.1).

Tabloul 16.2

Valorile inducției magnetice maxime în coloană B_c , a păturii de curent J , pentru transformatoarele cu înfășurări din cupru

Categorie	Răcirea	mici		mijlocii și mari						
		cu aer		cu ulei						
S_N [kVA]		≤ 1		1—5	5—10	10—50	50—100	100—1 000	1 000—10 000	$> 10 000$
B_c [T]		1—1,1		1,2—1,35	1,25—1,4	1,45—1,6	1,55—1,65	1,65—1,7	1,67—1,71	1,68—1,73
A [A/cm]		80—120		150—180	175—210	200—250	220—300	250—400	400—600	500—750
J [A/mm ²]		2,5—3		2,2—2,5	2,3—2,7	2,3—3,0	2,4—3,2	2,5—3,3	2,6—3,5	3,2—4,2

Notă:

1. La transformatoarele mici valoarea inducției magnetice B_c este indicată pentru cazul cînd miezul se confecționează din tablă laminată la rece cu cristale neorientate, cu grosimea de 0,5 mm; în celelalte cazuri se consideră tablă laminată la rece cu cristale orientate grosă de 0,3 mm.

2. Pentru transformatoarele în ulei cu înfășurări din aluminiu, densitatea de curent J se ia mai mică cu 30—40% față de cea din tabel, pentru puterea respectivă, adică

$$J_{Al(ulei)} \approx (0,6-0,7) J_{Cu(ulei)}$$

3. Pentru transformatoarele mijlocii, cu înfășurări din cupru și răcire cu aer (uscate), se recomandă pentru densitatea de curent următoarele limite:

$$J_{Cu(aer)} \approx (0,5-0,6) J_{Cu(ulei)}$$

pentru cazul în care transformatorul uscat are înfășurările în clasa de izolație A;

$$J_{Cu(aer)} \approx J_{Cu(ulei)}$$

pentru cazul în care transformatorul uscat are înfășurările în clasa de izolație F (prin $J_{Cu(ulei)}$ se înțeleg valorile din tabel).

Deoarece nu se cunosc încă, în această etapă, dimensiunile înfășurărilor, se va face o dimensionare prealabilă a ferestrei, urmînd ca dimensiunile definitive să fie stabilite după calculul înfășurărilor.

— **Înălțimea coloanei** (și a ferestrei) se determină, orientativ (vezi fig. 16.2), cu relația

$$L_c = \frac{S_1}{100 A e_1} [m] = \frac{S_1}{A e_1} [cm], \quad (16.8)$$

în care:

S_1 are aceeași semnificație ca în relația (16.1), în VA;

A este pătura de curent a transformatorului, în A/cm.

Prin definiție, considerînd cazul că pe o coloană se află o singură înfășurare (ca la transformatorul monofazat cu înfășurările pe coloane diferite)

$$A = \frac{w_1 I_1}{L_c} [A/cm]. \quad (16.8, a)$$

Deoarece nu se cunoaște încă numărul de spire al înfășurării primare w_1 , pentru a calcula pe A , se estimează inițial valoarea lui A , din tabelul 16.2;

e_1 — tensiunea electromotoare (t.e.m.), indusă într-o spirală, în V, care se determină cu relația:

$$e_1 = \pi \sqrt{2} f \Phi = 4,44 f \Phi = 4,44 f S_c B_c [V], \quad (16.8, b)$$

unde:

B_c este inducția magnetică în coloană (amplitudinea), în T, care se ia, preliminar, din tabelul 16.2;

S_c — secțiunea exactă a coloanei, obținută cu relația (16.4, a) după stabilirea dimensiunilor, în m^2 .

Cum se vede din relația (16.8, b),

$$\Phi = B_c S_c = [Wb], \quad (16.8, c)$$

reprezintă amplitudinea fluxului magnetic util al transformatorului.

— **Lățimea ferestrei** se determină definitiv după dimensionarea înfășurărilor.

Preliminar însă, **distanța dintre coloane** (fig. 16.2) se determină cu relațiile aproximative:

— pentru miezul cu secțiunea coloanei dreptunghiulară

$$M = \alpha b [m]; \quad (16.9)$$

— pentru miezuri cu secțiunea coloanei în trepte (înserisă în cercul cu diametrul D_c)

$$M = \alpha D_c [m], \quad (16.9, a)$$

în care:

$\alpha \approx 1,8 \dots 2,3$, pentru transformatoarele în ulei, cu înfășurarea din cupru (în medie se poate lua $\alpha \approx 2$);

$\alpha \approx 2,2 \dots 2,6$, pentru transformatoarele în ulei, cu înfășurarea din aluminiu (în medie se poate lua $\alpha \approx 2,3 \dots 2,4$).

Pentru transformatoarele uscate (în aer), valorile lui α se iau mai mari cu 40–50% decît limitele de mai sus, ale transformatoarelor în ulei, adică

$$\alpha_{aer} \approx (1,4 \dots 1,5) \alpha_{ulei}.$$

— **Lățimea ferestrei transformatorului** (a spațiului în care se introduc înfășurările) rezultă astfel (valoare preliminară)

$$T = M - b \text{ (sau } D_c) [m] \quad (16.9, b)$$

— **Lungimea medie** a jugurilor magnetice, pentru fazele marginale rezultă cu relațiile (v. fig. 16.2, a și b):

— pentru transformatorul monofazat cu coloane

$$L_j \approx M + 0,9 D_c [m]; \quad (16.9, c)$$

— pentru transformatoarele trifazate cu coloane

$$L_j \approx 2M + 0,9 D_c [m]; \quad (16.9, d)$$

— pentru transformatorul monofazat în manta (fig. 16.2, c și fig. 16.6, c, și 16.9, d)

$$L_j = 2(b + T) [m]. \quad (16.9, e)$$

Se recomandă cu aceste dimensiuni ale miezului, o verificare prealabilă a pierderilor în fier cu relația (16.44).

16.3. CALCULUL ÎNFĂȘURĂRILOR TRANSFORMATORULUI

Înfășurările transformatorului — primară 1 și secundară 2 — pot fi așezate fie pe aceeași coloană, prin suprapunere (la transformatorul monofazat în manta și cel trifazat), fie pe coloane separate (de regulă la transformatorul monofazat cu două coloane).

• **La transformatoarele mici**, bobinele se confecționează din conductor rotund cu diametrul maxim pînă la 2–2,5 mm sau din conductor profilat (dreptunghiular cu muchiile rotunjite) mai ales cele la tensiunea joasă.

Izolația conductorului este fie numai din email tereftalic (ET) cu grosime de 0,06–0,12 mm bilateral, fie din email tereftalic peste care se mai prevăd și două straturi din fire de sticlă (E2S) cu grosimea bilaterală de 0,4–0,5 mm pe ambele laturi. Se obține astfel o înfășurare cu izolația în clasa F cu suprațempatura admisă — peste cea a mediului ambiant — de 100°C (v. și tabelele 3.1 și 3.3).

Confecționarea bobinei (sau bobinelor) se face prin depănarea conductorului direct pe o carcasă izolantă (fig. 16.4), carcasă care constituie și izolația față de masă.

După confecționare, înainte de asamblarea pe miez, bobina se impregnează cu lac, corespunzător clasei de izolație F.

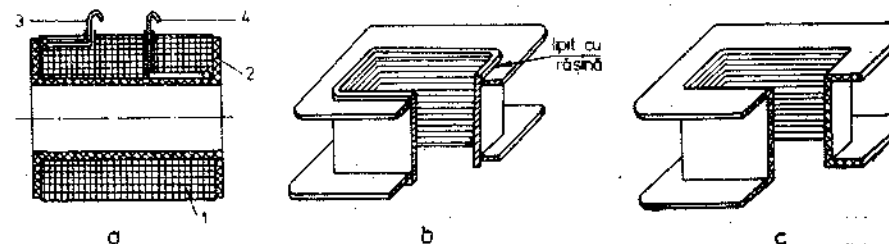


Fig. 16.4. Bobină cu carcasă, pentru transformatoarele mici:

a — bobina cu carcasă; 1 — bobina; 2 — carcasă; 3 — clemă de ieșire; 4 — clemă de intrare; b — carcasă confecționată din stratificate; c — carcasă din mase de turnare.

• La transformatoarele mijlocii și mari, în general, bobinele se confecționează separat (pe șabloane), izolația față de miez fiind constituită și ea separat din cilindri și rame izolante circulare (la cele două capete ale bobinelor).

Dacă răcirea este în aer, atunci se folosesc tot conductoare izolate în clasa F ca și la transformatoarele mici.

Dacă răcirea este în ulei, atunci izolația conductorului este din 2+5 straturi de bandă din hirtie înfășurată pe conductor prin suprapunere având o grosime totală (pe ambele părți) de 0,25÷0,5 mm, pentru conductoarele rotunde și de 0,3÷0,6 mm pentru cele profilate. Numărul straturilor de hirtie și grosimea bilaterală a izolației conductoarelor este conform STAS 6163-76.

În construcția înfășurărilor transformatoarelor se are în vedere așa-zisa „coordonare a izolației”, care constă din următoarele măsuri:

— primele 5—6% și ultimele 5—6% din spire, se izolează suplimentar (de regulă au izolație dublă față de restul spirelor) pentru a rezista la supra-tensiuni;

— din motive de utilizare mai rațională a izolațiilor și distanțelor de izolație, când înfășurările transformatorului sînt concentrice (una peste alta) atunci, întotdeauna, la interior (adică lângă miezul feromagnetic al coloanei), se prevede înfășurarea de joasă tensiune, care se va nota cu indice j , iar la exterior (peste ea) înfășurarea de înaltă tensiune, care se va nota cu indice i (v. fig. 16.7, fig. 16.8 și tabelul 16.3).

16.3.1. STABILIREA NUMĂRULUI DE SPIRE

— Pentru înfășurarea primară

— numărul de spire, corespunzător t.e.m. nominale de fază

$$w_1 = \frac{E_1}{e_1} = \text{nr. întreg}; \quad (16.10)$$

— numărul de spire corespunzător treptei maxime de reglaj a tensiunii primare (adică reglajul se face în limitele $\pm k'\Delta u\%$)

$$\Delta w_1 = \frac{k'\Delta u\%}{100} w_1, \quad (16.10, a)$$

$k'\Delta u\%$ fiind procentul din tensiunea nominală în limitele în care se face reglajul tensiunii;

— numărul total de spire al înfășurării primare

$$w_{1T} = w_1 + \Delta w_1; \quad (16.10, b)$$

— Pentru înfășurarea secundară:

— în cazul conexiunii stea (y) sau triunghi (d)

$$w_2 = \frac{E_2}{e_2} = \text{nr. întreg}; \quad (16.10, c)$$

— în cazul conexiunii zig-zag (z)

$$w_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{E_2}{e_2} = \text{nr. întreg par} \quad (16.10, d)$$

deoarece înfășurarea de fază se compune din două semibobine egale, cu cîte $w'_2 = w_2/2$ spire fiecare,

în care:

e_1 este t.e.m. indusă într-o spirală, în V, dată de relația (16.8, b);

E_1, E_2 — t.e.m. de fază din primar și secundar, în V, date de relațiile:

— pentru transformatoarele mici ($S_N < 1$ kVA)

$$E_1 = U_{1f} - \frac{\Delta u(\%)U_{1f}}{200} [\text{V}]; \quad (16.11)$$

$$E_2 = U_{2f} + \frac{\Delta u(\%)U_{2f}}{200} [\text{V}]$$

— pentru transformatoarele mijlocii și mari ($S_N > 1$ kVA)

$$E_1 \approx U_{1f}; \quad (16.11, a)$$

$$E_2 \approx U_{2f}$$

unde:

U_{1f} și U_{2f} sînt tensiunile nominale de fază ale înfășurării primare respectiv ale înfășurării secundare, în V și anume:

— pentru înfășurarea transformatorului monofazat

$$U_{1f} = U_{1N}; U_{2f} = U_{2N}; \quad (16.11, b)$$

— pentru înfășurarea transformatorului trifazat, cu conexiunea stea (Y, y) sau zig-zag (z)

$$U_{1f} = \frac{U_{1N}}{\sqrt{3}}; U_{2f} = \frac{U_{2N}}{\sqrt{3}}; \quad (16.11, c)$$

— pentru înfășurarea transformatorului trifazat, cu conexiunea triunghi (Δ sau D, d)

$$U_{1f} = U_{1N}; U_{2f} = U_{2N}; \quad (16.11, d)$$

$\Delta u(\%)$ este căderea de tensiune, procentuală, a transformatorului de mică putere. Orientativ, valoarea lui $\Delta u(\%)$ se ia din figura 16.5.

Valorile lui w_1 și w_2 obținute cu relațiile (16.10) și (16.10, c și d), se rotunjesc la numere întregi, însă astfel încît raportul de transformare

$$k = \frac{E_1}{E_2}$$

să se mențină în toleranțele indicate în STAS 1703/1-80.

De aceea, după rotunjirea la număr întreg a unui număr de spire (de regulă w_1),

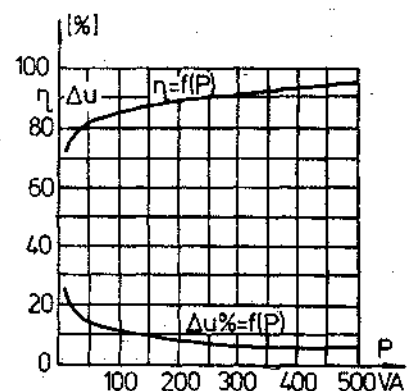


Fig. 16.5. Randamentul și căderea de tensiune (în procente) ale transformatoarelor de putere mică.

se recalculează celălalt număr de spire, din raportul de transformare k și anume (v. și exemplul de calcul):

— pentru conexiunile stea (y) sau triunghi (d), rezultă

$$w_1 = kw_2; \quad (16.11, e)$$

— pentru conexiunea zig-zag (z), rezultă

$$w_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} kw_2; \quad (16.11, f)$$

— Valorile definitive ale fluxului magnetic și inducțiilor magnetice:

— fluxul magnetic util (amplitudinea)

$$\Phi = \frac{E_1}{\pi \sqrt{2} fw_1} = \frac{E_1}{4,44 fw_1} [\text{Wb}]; \quad (16.12)$$

— inducția magnetică în coloană

$$B_c = \frac{\Phi}{S_c} [\text{T}], \quad (16.12, a)$$

valoare care trebuie să fie apropiată de cea estimată inițial din tabelul 16.2;

— inducția magnetică în jugul transformatoarelor cu coloane

$$B_j = \frac{\Phi}{S_j} [\text{T}]; \quad (16.12, b)$$

— inducția magnetică în jugul transformatoarelor în manta

$$B_j = \frac{\Phi}{2S_j} [\text{T}]; \quad (16.12, c)$$

— t.e.m. într-o spiră

$$e_1 = E_1/w_1 [\text{V/spiră}]. \quad (16.12, d)$$

16.3.2. SECȚIUNILE ȘI DIMENSIUNILE CONDUCTOARELOR

— Curenții nominali ai transformatorului:

— pentru transformatoarele mici ($S_N < 1 \text{ kVA}$)

$$I_1 = \frac{S_N \cos \varphi_2}{m U_{1f} \eta \cos \varphi_1} [\text{A}]; I_2 = \frac{S_N}{m U_{2f}} [\text{A}]; \quad (16.13)$$

— pentru transformatoarele mai mari ($S_N > 1 \text{ kVA}$)

$$I_1 \approx \frac{S_N}{m U_{1f}} [\text{A}]; I_2 = \frac{S_N}{m U_{2f}} [\text{A}], \quad (16.13, a)$$

în care:

η este randamentul transformatorului, care se ia orientativ din figura 16.5;

m — numărul de faze. Pentru transformatorul monofazat $m = 1$, iar pentru cel trifazat $m = 3$;

$\cos \varphi_1 = 0,9 \dots 0,92$ deoarece, de obicei, $\cos \varphi_2 = 1$, iar miezul feromagnetic este din tole de calitate superioară.

O valoare mai exactă a lui $\cos \varphi_1$ se poate determina cu relația

$$\cos \varphi_1 \approx \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{I_{10}}{I_{100}}\right)^2}}$$

— Secțiunile și dimensiunile conductoarelor:

$$s_{w1} = \frac{I_1}{J_1} [\text{mm}^2]; s_{w2} = \frac{I_2}{J_2} [\text{mm}^2], \quad (16.14)$$

în care:

J_1, J_2 sînt densitățile de curent din înfășurarea primară și secundară, în A/mm^2 și se iau din tabelul 16.2.

De obicei, în cazul în care condițiile de răcire ale înfășurărilor sînt identice, se ia

$$J_1 = J_2$$

Dacă înfășurările nu au condiții de răcire identice, atunci se poate lua

$$J_1 \neq J_2$$

valoarea mai mică avînd-o înfășurarea cu condiții mai grele de răcire (cu grosime mai mare, fără canale etc.).

Pentru valorile secțiunilor obținute cu relațiile (16.14) se stabilesc dimensiunile definitive ale conductoarelor din STAS-ul de conductoare.

Astfel, pentru valorile secțiunilor mai mici ca $5-6 \text{ mm}^2$ (la transformatoarele mici) se alege din STAS 685-74 (vezi anexa 5) sau din STAS 3033-87 (vezi anexa 6) conductor rotund, care de regulă, este izolat numai cu email tereftalic (ET), pentru un strat de email sau ET2, pentru două straturi de email), pentru cupru și cu hîrtie pentru aluminid.

Se stabilesc astfel definitiv:

$$\begin{aligned} & \text{— diametrele } \frac{d_1}{d'_1} \xrightarrow{\text{(STAS)}} > s_{w1}, \text{ pentru primar;} \\ & \text{— diametrele } \frac{d_2}{d'_2} \xrightarrow{\text{(STAS)}} > s_{w2}, \text{ pentru secundar,} \end{aligned} \quad (16.14, a)$$

unde:

d_1 și d_2 sînt diametrele neizolate iar d'_1, d'_2 diametrele izolate.

Dacă valoarea secțiunii este mai mare ca 6 mm^2 , atunci din STAS 2873/1-86 (v. anexa 7) sau din STAS 6499/1-74 (v. anexa 8) se alege un conductor dreptunghiular (profilat), care este izolat cu email tereftalic (tip PET), pentru un strat de email sau PET₂, pentru două straturi de email sau email tereftalic peste care se dau și două straturi de fire de sticlă (tip PE2S) pentru transformatoarele uscate (răcite cu aer) și izolat cu hîrtie pentru transformatoarele cu ulei (de la 2 la 5 straturi 1/2 sau 1/3 suprapus).

Se stabilește, deci, definitiv, un conductor cu dimensiunile:

$$\frac{a \times b \text{ (neizolat)}}{a' \times b' \text{ (izolat)}} \xrightarrow{\text{(STAS)}} > s_w. \quad (16.14, b)$$

Grosimile izolațiilor în funcție de care rezultă dimensiunile conductoarelor izolate (d' sau a', b') sînt indicate orientativ în anexa 9 (în practică valorile exacte sînt date de fabrica furnizoare de conductori).

OBSERVAȚIE: În lucrarea de față se consideră că a este dimensiunea conductorului pe grosimea bobinei, iar b pe înălțimea bobinei și $a < b$.

Cu valorile definitive, din STAS, ale secțiunilor conductoarelor, se stabilesc valorile definitive ale densităților de curent

$$J_1 = \frac{I_1}{s_{w1}} [\text{A/mm}^2]; J_2 = \frac{I_2}{s_{w2}} [\text{A/mm}^2], \quad (16.14, c)$$

valori care trebuie să se încadreze în limitele indicate în tabelul 16.2.

16.3.3. DIMENSIUNILE ÎNFĂȘURĂRILOR ȘI ALE FERESTREI TRANSFORMATORULUI

După cum s-a arătat (v. paragraful 16.2.2), între dimensiunile înfășurărilor, ferestrei și tensiunile transformatorului există o strinsă legătură.

A. Transformatoarele mici

La transformatoarele mici, care au, de regulă, tensiuni nominale sub 1 000 V, nu sînt necesare anumite spații sau distanțe cu rol izolant între înfășurări și masa miezului sau între înfășurări, așa cum se recomandă la cele de tensiuni înalte ($U_N > 1 \text{ kV}$), ci se prevăd numai izolațiile strict necesare, ale căror grosimi sînt mult mai mici.

De aceea, la transformatoarele mici, așa cum reiese și din figura 16.6, dimensiunile ferestrei rezultă din condiția de a încăpea înfășurările cu carcasa respectivă. Se observă, în acest caz, că din cele două dimensiuni ale ferestrei (T și L_c), pentru dimensionarea definitivă este necesară, inițial, numai una (de obicei L_c), din care rezultă înălțimea bobinei H_B , cealaltă dimensiune T rezultînd în funcție de grosimile a_1 și a_2 ale înfășurărilor.

Pentru dimensionarea înfășurărilor și ferestrei sînt necesare următoarele etape:

- se determină înălțimea bobinelor

$$H_B = L_c - 5 \text{ mm}, \quad (16.15)$$

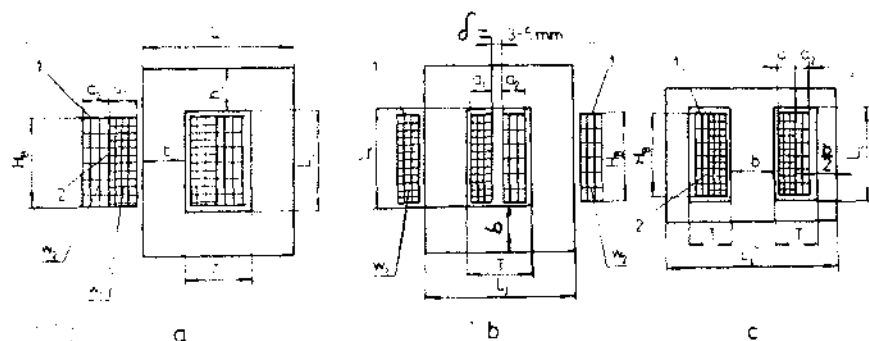


Fig 16.6. Dimensiunile înfășurărilor și miezului transformatoarelor monofazate mici: a — transformator cu două coloane cu înfășurările suprapuse; b — transformator cu două coloane cu înfășurările dispuse pe coloane separate; c — transformator în manta; 1 — carcasa bobinelor; 2 — izolația dintre înfășurări

considerînd că 2 mm este grosimea carcasei, iar 0,5 mm joc (sus și jos) de asamblare (H_B și L_c se iau în mm);

- se determină numărul de spire pe un strat ale fiecărei bobine:
- pentru conductorul rotund

$$w_{s1} = \frac{H_B}{d'_1}; w_{s2} = \frac{H_B}{d'_2}; \quad (16.16)$$

- pentru conductorul profilat

$$w_{s1} = \frac{H_B}{b'_1}; w_{s2} = \frac{H_B}{b'_2}, \quad (16.16, a)$$

în care b'_1, b'_2 este latura mare cu izolația pe ambele părți a conductorului înfășurării primare, respectiv secundare;

- se determină numărul de straturi ale fiecărei bobine:

$$n_{s1} = \frac{w_{sr}}{w_{s1}} = \text{nr. întreg}; n_{s2} = \frac{w_s}{w_{s2}} = \text{nr. întreg}, \quad (16.17)$$

valori care se rotunjesc la numărul întreg imediat superior;

- se determină grosimile bobinelor:
- pentru conductorul rotund

$$a_1 = n_{s1}d'_1 [\text{mm}]; a_2 = n_{s2}d'_2 [\text{mm}]; \quad (16.18)$$

- pentru conductorul profilat:

$$a_1 = n_{s1}a'_1 [\text{mm}]; a_2 = n_{s2}a'_2 [\text{mm}], \quad (16.18, a)$$

în care a'_1, a'_2 reprezintă latura mică cu izolația pe ambele părți a conductorului înfășurării primare, respectiv secundare;

- lățimea ferestrei rezultă (ținînd cont și de grosimea de 2 mm a carcasei):

- pentru înfășurările suprapuse (fig. 16.6, a, c)

$$T = 1 + 2 + a_1 + a_2 + (3+5) [\text{mm}]; \quad (16.19)$$

- pentru înfășurările separate (fig. 16.6, b)

$$T = 2(1 + 2) + a_1 + a_2 + (3+5) [\text{mm}]. \quad (16.19, a)$$

în care:

1 mm este jocul (pe o parte) între interiorul carcasei și miez;

2 mm — grosimea carcasei;

3+5 mm — distanța de asamblare (în care se include și grosimea izolației dintre bobine — poz. 2).

B. Transformatoarele mijlocii și mari

La transformatoarele mijlocii și mari, care au tensiuni și curenți mari (a se vedea și par. 15.2), înfășurările se pot realiza cu bobine concentrice sau alternate (cu galeți alternate).

Modul, cel mai frecvent, de așezare pe coloane a înfășurărilor concentrice (care sînt și cele mai utilizate) și principalele dimensiuni ale lor, este indicat în figura 16.7.

În figura 16.8 se prezintă detaliat acest mod de așezare, indicîndu-se și distanțele de izolare atât între înfășurări cît și față de coloanele și jugurile miezului feromagnetic, în funcție de care, prin construcția grafică la scară

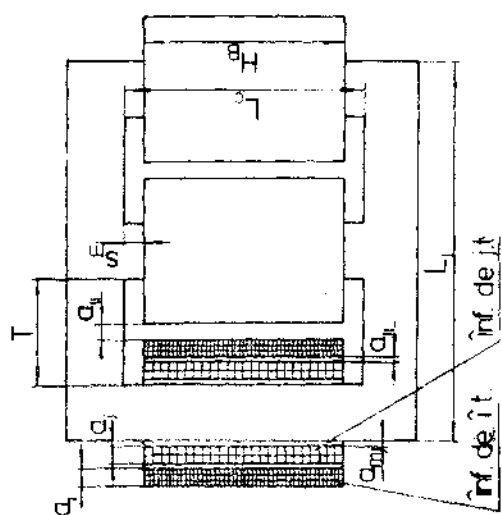


Fig. 16.8. Distanțele de izolare la transformatorul de înaltă tensiune cu coloane.

Fig. 16.7. Așezarea înfășurărilor și dimensiunile lor principale la transformatorul cu coloane.

Tabelul 16.3

a) Distanțele de izolare pentru transformatoarele în ulei, în cm

(a)* $U_N (t_{af})$ [kV]	(b)* $U_{i ar}$ [kV]	** JT față de miez			** Inf. față de jug.	Între JT și IT		Între IT și IT (Între bobinele de IT vecine)		
		a_{mj}	g_{mj}	s_{jt}	s_{4j} s_{jm} (1) s_{lm}	a_{ji}	g_{ji}	a_{ii}	g_{ii}	s_c
1	5	0,3	0,4	0,3	2	—	—	—	—	—
3	16	0,6	0,3	0,8	2	0,6	0,3	0,6	—	1
6	22	0,6	0,3	1	2,2	0,8	0,3	0,7	—	1,2
10	28	0,6	0,3	1	2,5	0,8	0,3	0,8	0,3	1,5
20	50	0,8	0,4	2	3	1,2	0,4	1	0,4	2
35	80	1,4	0,6	4	6	1,8	0,6	1,6	0,5	4,5
60	140	1,8	0,8	8,5	11,5	3,4	0,8	18,0	0,8	9
110	185	2,0	1,0	12	15	4,0	1,0	20,0	1,0	12,5

OBSERVAȚIE. Toate distanțele sînt indicate din punct de vedere al izolării. Pentru scoaterea bombei și pentru ecranul de protecție se mărește distanțele respective cu spațiul necesar acestora.

b) Distanțele de izolare pentru transformatoarele uscate, în cm

$U_{N(taf)}$ [kV]	U_{int} [kV]	JT față de miez			(inf. față de jug.		Între JT și IT		Între IT și IT (între bobinele de IT vecine)		
		a_{mi}	g_{mi}	s_{jr}	s_{jm}	s_{zm}	a_{ji}	g_{ji}	a_{ii}	g_{ii}	s_{ic}
1	3	1÷2			1,5		1,0	—	1,0	—	—
3	10	1÷2			2,0		1,5	—	1,0	—	—
6	20	1÷2	0,3	4,5	3,5		2,5	0,3	2,5	0,4	4,5
10	28	1÷2	0,4	7,0	8,0		3,5	0,4	4	0,6	7,0
15	38	1÷2	0,5	10	11,0		3,8	0,5	4,5	1	10
20	50	1÷2	0,5	12	13,0		4	0,5	4,5	1	12

3) Cînd înfășurarea de JT este spiralată, la $U_X = 1$ kV se ia $a_{mj} \geq 2$ cm, iar $g_{mj} = 0,4$ mm.

Se atrage atenția că valorile distanțelor de izolație indicate în tabelul 16.3, trebuie corelate și cu o serie de măsuri constructive, menite să îmbunătățească rigiditatea dielectrică a lor. În figurile 19.2 și 19.3 se indică două moduri concrete de realizare a acestor izolații.

După cum se observă din figura 19.3, când tensiunea nominală a unei înfășurări (sau a ambelor) $U_N \geq 20$ kV, se prevăd atât cilindrii izolanti moi cu grosimi de $2 \div 5$ mm, realizați din mai multe straturi de hirtie și rășină la capete, peste înfășurare (poziția 7), cât și *yeibi* izolante rășinate cu grosimi de $2 \div 6$ mm, confecționate separat din carton electrotehnic (poziția 8). Aceste măsuri contribuie substanțial la o bună comportare a distanțelor de izolație prevăzute în tabelul 16.3, mai ales la impulsul de tensiune.

Așa cum s-a amintit și cum se observă și din figurile 16.7 și 16.8, lângă miezul coloanei se află înfășurarea de joasă tensiune (notată cu indicele j sau 2), iar peste ea, înfășurarea de înaltă tensiune (notată cu indicele i sau 1). Suprapunerea înfășurărilor se poate face fie direct din procesul de fabricație al bobinelor sub formă de *înfășurare monolit* (la transformatoarele de puteri mai mici) fie, când bobinele sînt fabricate separat, la asamblarea lor pe miezul magnetic.

Similar ca la transformatoarele mici și în cazul transformatoarelor mijlocii și mari, pentru dimensionarea înfășurărilor și ferestrei sînt necesare următoarele etape:

— se determină înălțimea orientativă a bobinelor (fig. 16.8)

$$H_B = L_c - 2s_{im} \text{ [mm]}, \quad (16.20)$$

unde s_{im} se ia din tabelul 16.3.

După cum se observă din figura 16.8, distanțele s_{jm} și s_{im} , pot avea valori diferite care se iau din tabelul 16.3, în funcție de tensiunea nominală a fiecărei înfășurări, caz în care înălțimile bobinelor de joasă tensiune (j.t.) și înaltă tensiune (i.t.) diferă între ele ($H_{Hj} > H_{Hi}$) situație întâlnită frecvent când tensiunile înfășurărilor diferă mult între ele (zeci de kV), sau s_{jm} și s_{im} se pot lua egale la valoarea lui s_{im} , când bobinele rezultă cu înălțimi egale;

— pentru dimensiunile stabilite ale conductoarelor izolate se estimează numărul de spire pe strat și numărul de straturi în funcție de care se determină, cu relațiile menționate în continuare pentru fiecare tip de înfășurare, dimensiunile înfășurării și apoi ale ferestrei transformatorului.

În scopul unei corecte conectări a bobinelor din cadrul unei înfășurări, pentru a se obține schemele de conexiuni și grupa de conexiuni impusă, trebuie stabilite convențiile pentru sensurile de înfășurare. În figura 16.9 se dau convențiile pentru sensurile de depănare ale bobinelor față de capătul (începutul) acestora, care va forma borna de intrare (vezi și fig. 15.10).

În continuare se vor prezenta perincipalele tipuri constructive de înfășurări, domeniul lor de aplicare și modul de determinare al dimensiunilor (înălțimea și grosimea) acestora.

a) **Înfășurările cilindrice** (fig. 16.10) se utilizează pentru curenți pînă la 800 A și tensiuni sub 1 000 V. Se realizează cu maximum 8 conductoare profilate în paralel. Pentru reducerea pierderilor suplimentare datorită refluxării curentului, se recomandă ca depănarea conductorului să se facă pe lat, fără ca latura mică a să depășească valorile din tabelul 16.4 (dar, de obicei, sub 4 mm), iar latura mare b să nu depășească, în mod normal, 15 mm.

Înfășurările cilindrice cu conductoarele în paralel ale unei căi de curent, așezate alăturat pe direcția axială a coloanei (fig. 16.11) se pot realiza într-un strat sau două straturi (fig. 6.10) și mai rar în trei sau patru straturi.

Fig. 16.9. Convenții privind sensurile de depănare ale bobinelor:
a — înfășurare cilindrică într-un strat; b — înfășurare stratificată;
c — sensurile la galeții simpli; d — sensul la galeții dubli.

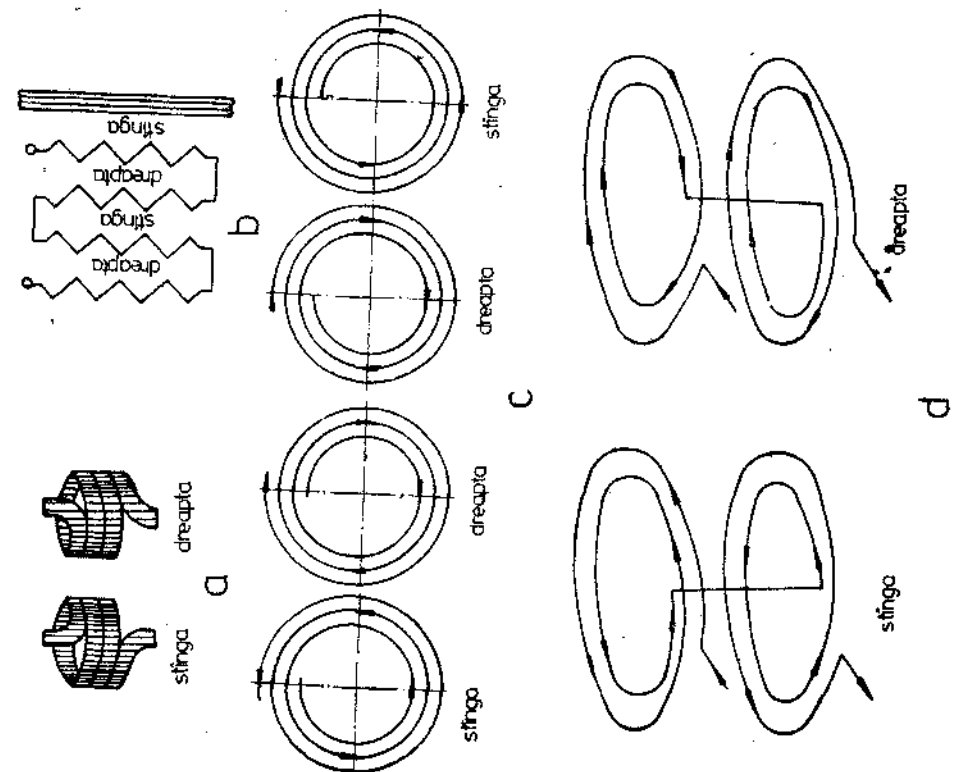
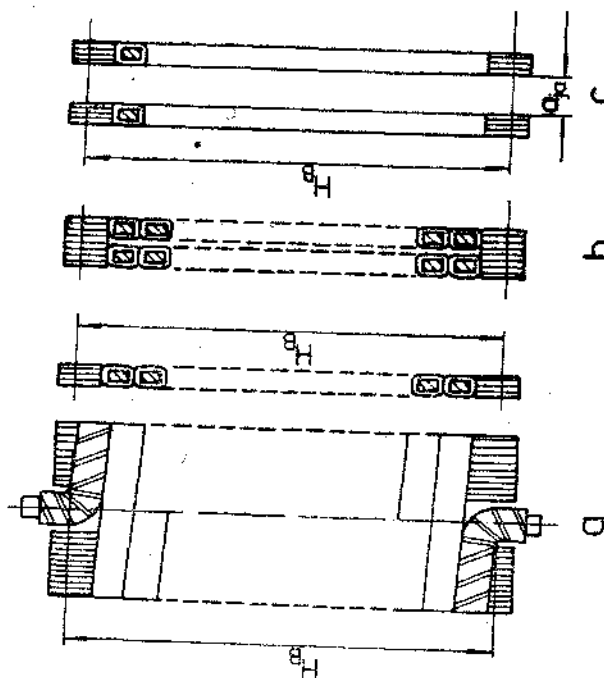


Fig. 16.10. Înfășurare cilindrică:

a — într-un strat; b — în două straturi; c — în două straturi cu canal de răcire a_p între ele.



Tabelul 16.4

Dimensiunile radiale orientative ale conductoarelor profilate utilizate la realizarea înfășurărilor cilindrice și stratificate pentru ca factorul k_p de majorare a pierderilor în curent alternativ la 50 Hz. în aceste conductoare, să nu depășească anumite valori admisibile (Dimensiunile conductoarelor sînt în mm)

Numărul de straturi al înfășurării	Înfășurări de cupru				Înfășurări de aluminiu			
	k_p mai mic ca :				k_p mai mic ca :			
	1,05	1,10	1,15	1,20	1,05	1,10	1,15	1,20
1	10,0	11,8	12,5	13,2	11,6	13,5	15,6	16,8
2	7,1	8,0	8,5	9,5	8,6	10,0	10,8	11,6
3	5,6	6,3	7,1	7,5	6,4	8,0	9,3	10,0
4	4,75	5,6	6,3	7,1	5,9	6,9	8,0	8,6
5	4,0	5,0	5,6	6,0	5,1	6,4	6,9	7,4
6	3,75	4,75	5,0	5,6	4,7	5,9	6,4	6,9
7	3,55	4,25	4,75	5,0	4,4	5,5	6,0	6,5
8	3,35	4,0	4,5	4,75	4,1	5,1	5,5	6,0
9	3,15	3,75	4,25	4,5	3,8	4,7	5,1	5,5
10	3,0	3,55	4,0	4,25	3,8	4,4	5,1	5,5

În vederea asigurării răcirii, fiecare strat trebuie să fie în contact cu agentul de răcire cel puțin pe una din părți. Lărgimile minime ale canalelor de răcire a_{jm} se aleg, în funcție de putere și tensiune între 3 ÷ 8 mm.

Înfășurările cu conductoarele în paralel ale unei căi de curent așezate suprapus radial (cu straturile puse în paralel) trebuie prevăzute cu *transpoziții* sau *transpuneri* (fig. 16.12). Dacă există m conductoare în paralel suprapuse radial, atunci sînt necesare $m - 1$ transpuneri uniform distribuite în lungul înfășurării (pentru explicații privind denumirea și rolul transpozițiilor, vezi mai jos la înfășurările spiralate.). În unele cazuri practice, schemele transpunerilor complete din figura 16.12, *a* și *b* se reduc la schemele *transpunerilor simplificate* din figura 16.12, *c* și figura 16.13. În ambele situații pentru fiecare transpoziție se mărește înălțimea bobinei cu cel puțin o înălțime h_s a spirei.

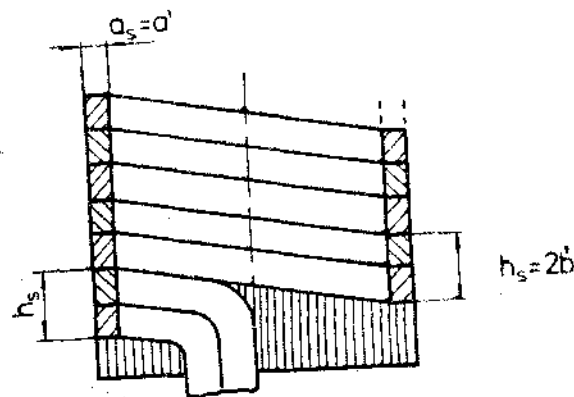


Fig. 16.11. Înfășurare cilindrică cu două conductoare în paralel, suprapuse axial (a' și b' sunt dimensiunile unui conductor izolat).

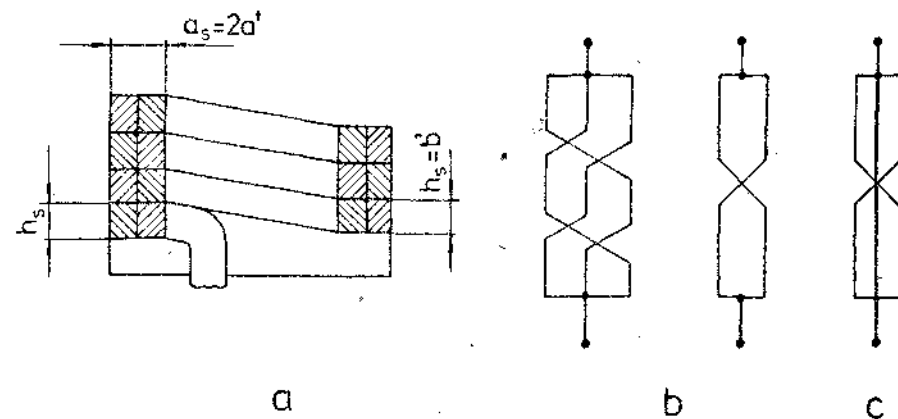


Fig. 16.12. Înfășurare cilindrică cu conductoare în paralel suprapuse radial: *a* — secțiune printr-o bobină cu două conductoare în paralel; *b* — schema transpozițiilor complete pentru trei, respectiv două conductoare în paralel; *c* — schema transpunerii simplificate pentru trei conductoare în paralel.

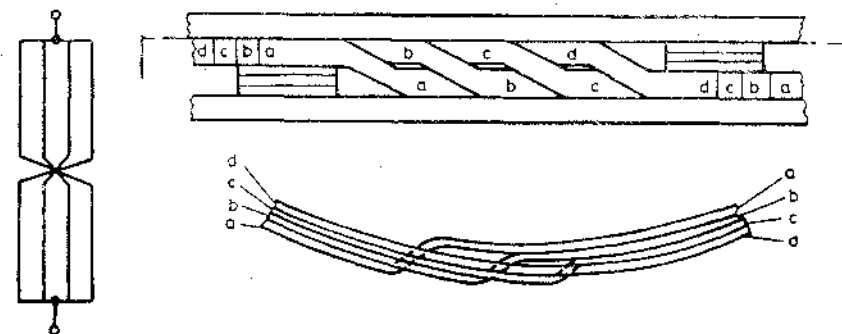


Fig. 16.13. Schema și modul de realizare a transpunerii simplificate în cazul a patru conductoare în paralel.

Pentru nivelarea părților frontale ale bobinei la spirele de capăt ale straturilor se prevăd pene (segmente) circulare pentru egalizare și izolare, pene decupate dintr-un cilindru izolat sau formate din discuri izolante (fig. 16.14). În acest scop, se pot utiliza și rășinile de turnare. Penele de capăt se fixează de spirele marginale ale bobinei cu bandă izolantă.

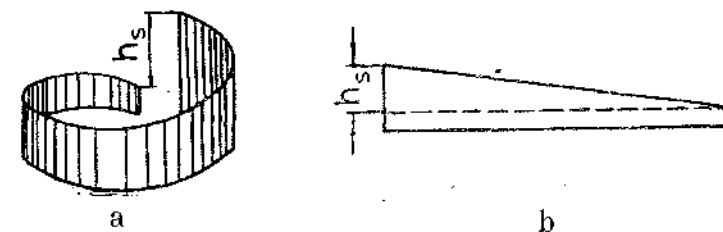


Fig. 16.14. Pană (sector) pentru nivelarea capetelor de bobină: *a* — forma normală; *b* — desfășurată.

Înălțimea unei înfășurări cilindrice care are w_s spire pe strat (determinat din condiția obținerii lui H_B în limitele relației (16.20)) este

$$H_B = (w_s + 1)h_s k_e + n_i h_s \text{ [mm]}, \quad (16.21)$$

unde:

h_s este înălțimea mănunchiului care formează spira (fig. 16.11 și fig. 16.12);

n_i — numărul transpozițiilor (fig. 16.13);

$k_e = 1,01 - 1,02$ factor care ține seama de abaterile efective ale grosimii izolației. Când bobinele se presează, fie înainte de impregnare fie, cele neimpregnate, la montaj, atunci se ia de regulă $k_e = 1$.

Grosimea înfășurării cilindrice este

$$a_j = n_s a_s + n_a a_{ja} + (n_s - n_a - 1) \delta_{iz} \text{ [mm]}, \quad (16.21, a)$$

unde:

n_s este numărul de straturi de dimensiuni a_s (fig. 16.12), a_s fiind grosimea conductorului izolat (vezi rel. 16.14, b);

n_a — numărul canalelor axiale alese, de lățime a_{ja} ;

δ_{iz} — grosimea izolației dintre straturi de $1 \times 0,2$ mm preșpan, pentru tensiuni între straturi sub 150 V și

$2 \times 0,2$ mm sau $1 \times 0,5$ mm preșpan, pentru tensiuni pînă la 500 V.

La transformatoarele uscate în clasa de izolație F și II, se folosește ca izolație între straturi pînza de sticlă de 0,2–0,3 mm.

În prima fază a dimensionării înfășurării, se pleacă de la înălțimea aproximativă a înfășurării care rezultă din înălțimea L_c a coloanei, în funcție de distanțele de izolare stabilite conform figurii 16.8 și tabelului 16.3, de la numărul de spire corespunzător unei faze și de la secțiunea spirei. În baza acestor date globale, se determină dimensiunile conductoarelor pentru una din formele de bobine reprezentate în figura 16.11 sau figura 16.12, cu cerințele specifice lor.

Sub aspectul realizării, înfășurarea cilindrică este cea mai simplă și mai ieftină dintre toate tipurile de înfășurări utilizate la tensiuni joase.

b) **Înfășurările spiralate** (v. și par. 15.2.5) sînt specifice curenților mari, peste 200 A și tensiuni pînă la 35 kV.

Înfășurările spiralate se realizează cu unul sau mai multe începuturi, fiecare început (mănunchi) avînd m conductoare profilate în paralel suprapuse radial (fig. 16.15), iar $m \in [1; 12]$. Dimensiunile conductoarelor în mm, sînt cuprinse în domeniile $a \in [2; 4]$, $b \in [8; 16]$, iar secțiunile conductoarelor nu trebuie să depășească $40 \div 60 \text{ mm}^2$.

Între spire, sau între mănunchiuri care alcătuiesc spire, sînt prevăzute canale radiale h_r între $5 \div 8$ mm pentru transformatoarele pînă la 630 kVA și între $4 \div 7$ mm pentru transformatoarele mai mari: la transformatoarele cu puteri peste 800 kVA, pentru diminuarea forțelor axiale, se mărește aceste canale, în dreptul galeșilor de reglaj putînd ajunge pînă la $15 \div 20$ mm.

Conductoarele elementare (firele în paralel) fiind suprapuse radial, unul peste altul, vor avea alfel lungimi cit și poziții în cîmpul magnetic de scăpări diferite, adică parametrii (rezistențe și reactanțe de scăpări) diferiți. Acest lucru conduce la apariția între firele în paralel, a unui curent de circulație și deci la pierderi electrice suplimentare importante.

De aceea, pentru uniformizarea lungimilor și pentru a ocupa fiecare conductor în paralel, succesiv aceeași poziție în cîmpul magnetic de scăpări, ceea ce înseamnă că firele în paralel vor avea aceeași parametri și deci nu vor mai apare curenții de circulație între ele, sînt necesare transpoziții sau

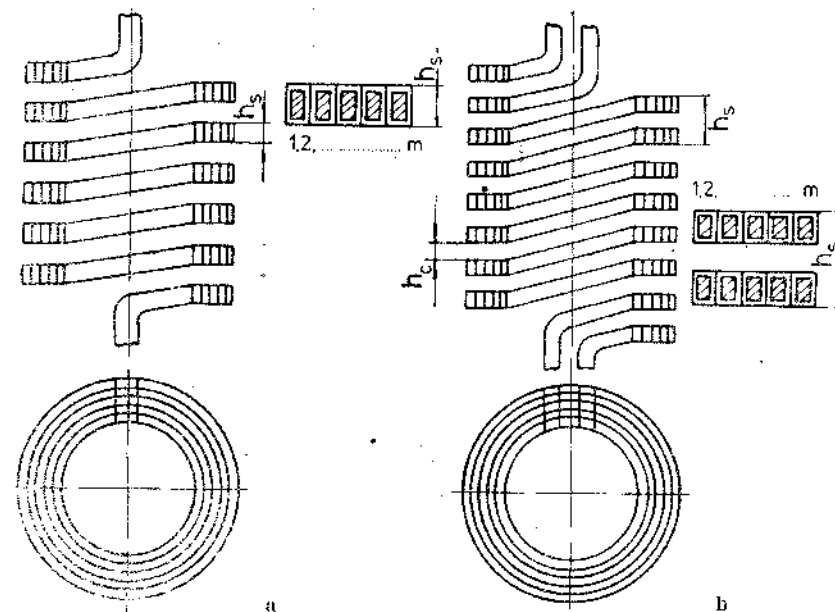


Fig. 16.15. Înfășurări spiralate:

a — cu un început; b — cu două începuturi.

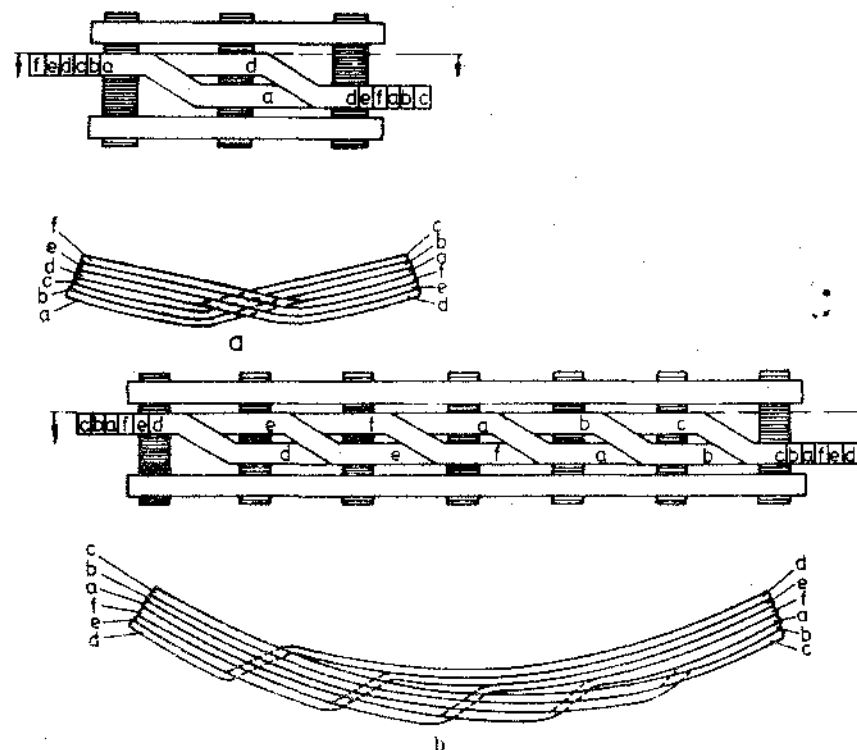


Fig. 16.16. Modul de realizare a transpuerilor la înfășurarea spiralată cu un început și șase conductoare în paralel (suprapuse radial):

a — transpueri pe grupe de conductoare (transpunere de grup); b — transpueri a tuturor conductoarelor, luate câte unul (transpunere simplificată sau totală).

transpuneri, adică schimbarea în timpul depanării (bobinării) înfășurării a *ordinei* sau *poziției* firelor în paralel între ele, astfel încât fiecare fir în paralel să ocupe aceeași poziție, o anumită înălțime din bobină (aceeași pentru toate firele în paralel).

La înfășurările cu un început, teoretic sînt necesare $m - 1$ transpuneri uniforme repartizate pe înălțimea acestora. Deoarece în locurile în care se fac transpozițiile sînt necesare canale mai mari, cum se vede în figura 16.16, în practică se utilizează un sistem simplificat, cu transpoziții numai în trei locuri (fig. 16.17). În două locuri, la $1/4$ și la $3/4$ din numărul total de spire se

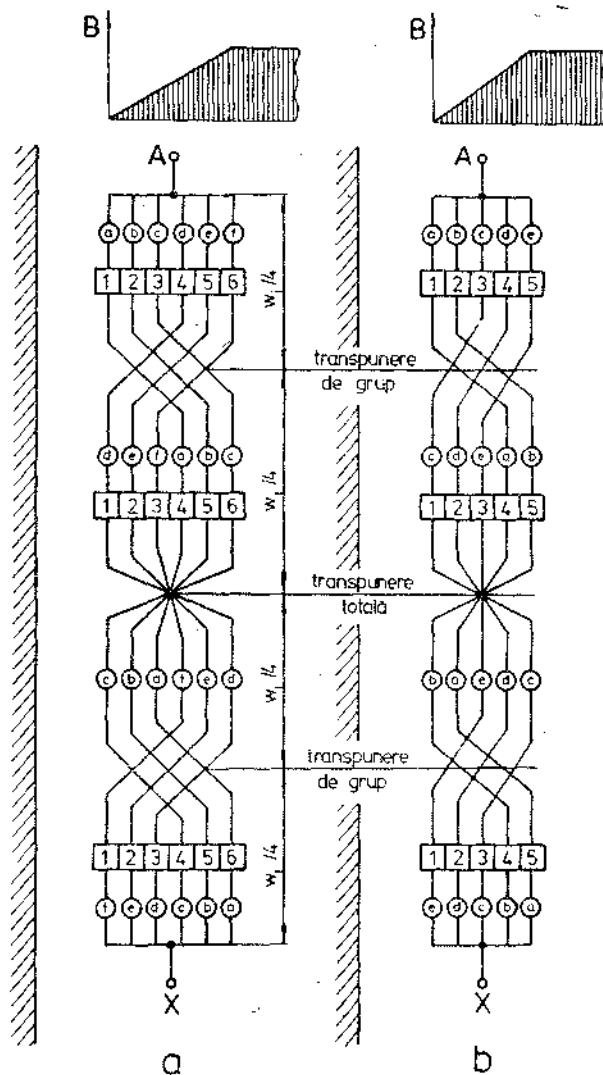


Fig. 16.17. Schema pentru transpuneri simplificate la înfășurările spiralate cu un început:
a — cu număr par de conductoare; b — cu număr impar de conductoare.

fac transpoziții (transpuneri) de grup, iar la mijloc, o transpunere a tuturor conductoarelor, luate câte unul numită *transpunere simplificată* sau *totală*. Schema transpunerilor este corect realizată dacă suma pozițiilor pe care le ocupă un conductor este aceeași pentru toate conductoarele din cadrul mănunchiului. Astfel, pentru conductoarele din figura 16.17, a, suma este 14 (conductorul a: $1 + 4 + 3 + 6 = 14$), iar pentru cele din figura 16.17, b, este 12 (conductorul a: $1 + 4 + 2 + 5 = 12$). Aceeași sumă se găsește, în ambele cazuri, și pentru celelalte conductoare: b, c, d etc.

Înălțimea înfășurării spiralate cu un început este

$$H_B = b'(w_f + 1 + n_t) + k_t h_c (w_f + n_t) \text{ [mm]} \quad (16.22)$$

unde, în afara notațiilor cunoscute;

n_t este numărul locurilor transpozițiilor;

$k_t = 0,94 - 0,96$, este factorul de tasare.

În cazul din figura 16.17, $n_t = 3$ și relația (16.22) devine

$$H_B = b'(w_f + 4) + k_t h_c (w_f + 3) \text{ [mm]}. \quad (16.22, a)$$

La înfășurările cu două începuturi, teoretic sînt necesare $2m - 1$ transpoziții uniforme repartizate în lungul înfășurării.

Numărul transpozițiilor se poate reduce la $m - 1$ dacă se fac transpuneri duble. În figura 16.18 se arată poziția conductoarelor transpuse la o înfășurare cu $2m = 8$ conductoare în paralel și modul cum se realizează transpunerile simple și duble.

Transpunerile fiind uniforme repartizate în lungul înfășurării, dacă numărul de spire w_f este divizibil la numărul m de conductoare în paralel suprapuse radial, atunci transpunerile se plasează pe o generatoare a cilindrului. În caz contrar, ele se plasează pe o elicoidă.

Trebuie menționat că înfășurările cu două începuturi nu necesită spații suplimentare între spire în locurile unde se fac transpunerile.

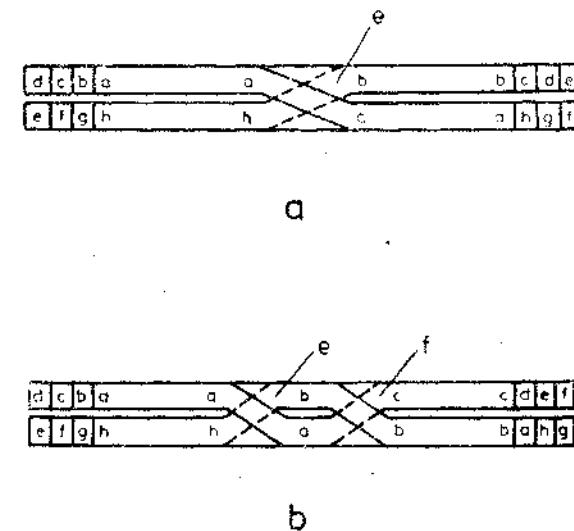


Fig. 16.18. Înfășurarea dublu spiralată:
a — cu transpunere simplă; b — cu transpunere dublă.

Înălțimea înfășurărilor dublu spiralate, când se lasă canal atât între mânunchiurile spirei, cât și între spire (fig. 16.15, b) este

$$H_n = 2b'(w_j + 1) + k_h h_c (2w_j + 1) \text{ [mm]}, \quad (16.23)$$

iar când se lasă canal numai între spire (cele două mânunchiuri fiind alăturate)

$$H_n = 2b'(w_j + 1) + k_h h_c w_j \text{ [mm]}. \quad (16.23, a)$$

Grosimea înfășurărilor spiralate cu m conductoare suprapuse radial este

$$a_j = ma' \text{ [mm]}. \quad (16.23, b)$$

În prima etapă a dimensionării înfășurării, numărul de începuturi al acestora se estimează în funcție de b' rezultat din relația (16.22 a) în care se ia $k_t = 1$ și H_n dat (estimat din L_c și distanțele de izolare v , rel. 16.20) stabilite conform figurii 16.8 și tabelului 16.3

$$b' = \frac{H_n}{w_j + 4} - h_c \frac{w_j + 3}{w_j + 4} \text{ [mm]}. \quad (16.24)$$

Dacă $b' \leq 15$ mm, se alege înfășurarea simplu spiralată — cu un început, iar dacă $15 < b' \leq 35$ mm se alege înfășurare dublu spiralată — cu două începuturi.

Înfășurările spiralate au rezistență mecanică bună, la puteri mari putându-se executa ușor și răirirea spirelor pentru realizarea canalelor. Răcirea este de asemenea bună.

Utilizarea înfășurărilor spiralate ca înfășurări de înaltă tensiune, nu este potrivită, datorită dificultăților care apar la efectuarea lipiturilor necesare prizelor pentru reglarea tensiunii și la stabilirea valorilor treptelor de reglaj impuse, numărul de spire fiind mic.

În privința prețului de cost, înfășurarea spiralată este mai scumpă decât înfășurarea cilindrică cu conductoare în paralel, datorită manoperei necesare realizării transpuerilor și pentru distanțarea spirelor între ele. Totodată, factorul de umplere a ferestrei este mai mic.

c) **Înfășurările continue, în galeți** sînt specifice tensiunilor ridicate, peste 3 kV.

Înfășurările continue se realizează din conductoare la care dimensiunile conductoarelor, în mm, sînt cuprinse în domeniile $a \in [1; 2; 3]$ și $b \in [12; 18]$.

În figura 16.19 se indică stadiile succesive de realizare a unei înfășurări continue, în galeți. Capătul A se fixează de cadrul pe care se realizează bobina, iar capătul X vine de la tamburul pe care este înfășurat conductorul. Se depănă, de exemplu, 6 spire suprapuse (poziția a) care constituie un *galeț normal*, apoi, în mod analog, încă 6 spire alăturate (poziția b). Se oprește mașina de bobinat și se fixează capătul X (poziția c), apoi se mută spirele una peste alta cum se arată la poziția d din figura 16.19 pînă se ajunge la situația e. Se trage galețul lângă celălalt, la distanța impusă de distanțier cu grosimea h_c (situația f) realizîndu-se astfel *galețul răsturnat*, apoi se continuă depănarea cu spirele următoare realizînd un nou galeț normal, după care se repetă operațiunile descrise mai înainte pentru realizarea celui de al doilea galeț răsturnat ș.a.m.d.

Înfășurarea astfel obținută cuprinde bobine în formă de disc, numite **galeți**, care au trecerile consecutiv în interior, respectiv în exterior, fără a tăia conductorul și eliminîndu-se lipiturile, de unde și denumirea de **înfășurare continuă**.

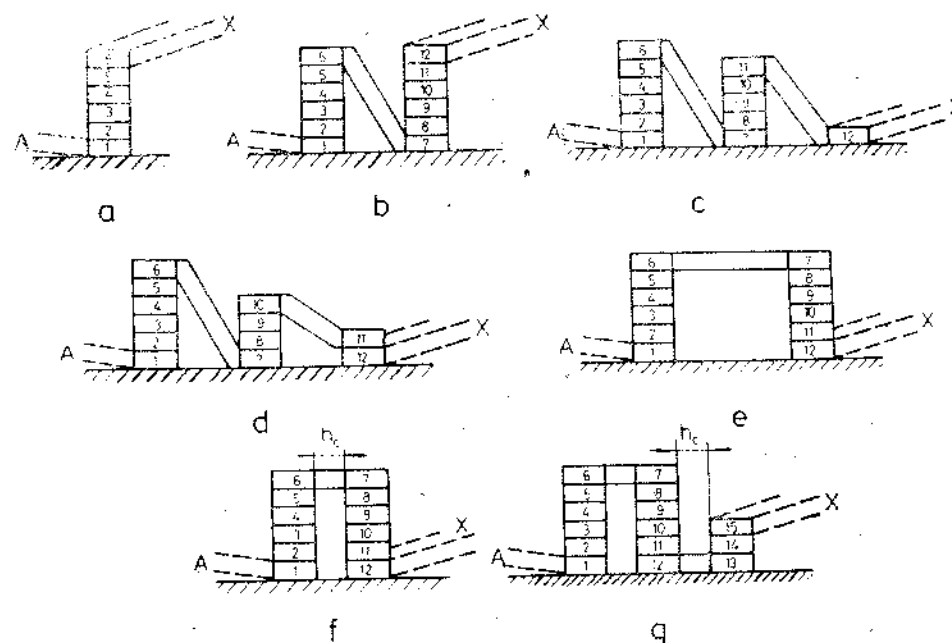


Fig. 16.19. Stadiile succesive la realizarea unei înfășurări continue, în galeți.

Galeții înfășurărilor continue se pot realiza cu un număr întreg sau fracționar de spire, număr care poate diferi la galeții aceiași înfășurări, cu condiția ca diametrul exterior al galeților să fie practic același. Astfel, galeții de intrare de la înfășurările cu tensiuni nominale peste 15 kV, galeți care conțin 3–10% din numărul de spire, se execută cu izolație întărită și, pentru a păstra același diametru cu galeții mijlocii, vor trebui să aibă un număr de spire mai mic.

Canalele radiale h_c dintre galeți, se aleg în limitele 4–8 mm, valorile mai mari fiind pentru transformatoare mai mici. Canalele radiale se pot lăsa și din doi în doi galeți, dacă răcirea este asigurată (fig. 16.20).

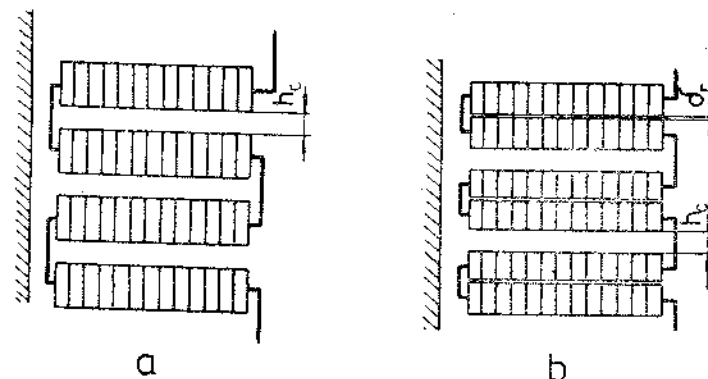


Fig. 16.20. Scheme de principiu pentru așezarea galeților la înfășurările continue:

a — cu canal după fiecare galeț; b — cu canal după fiecare doi galeți, aceștia fiind izolați între ei prin runde de prespan cu grosimea δ .

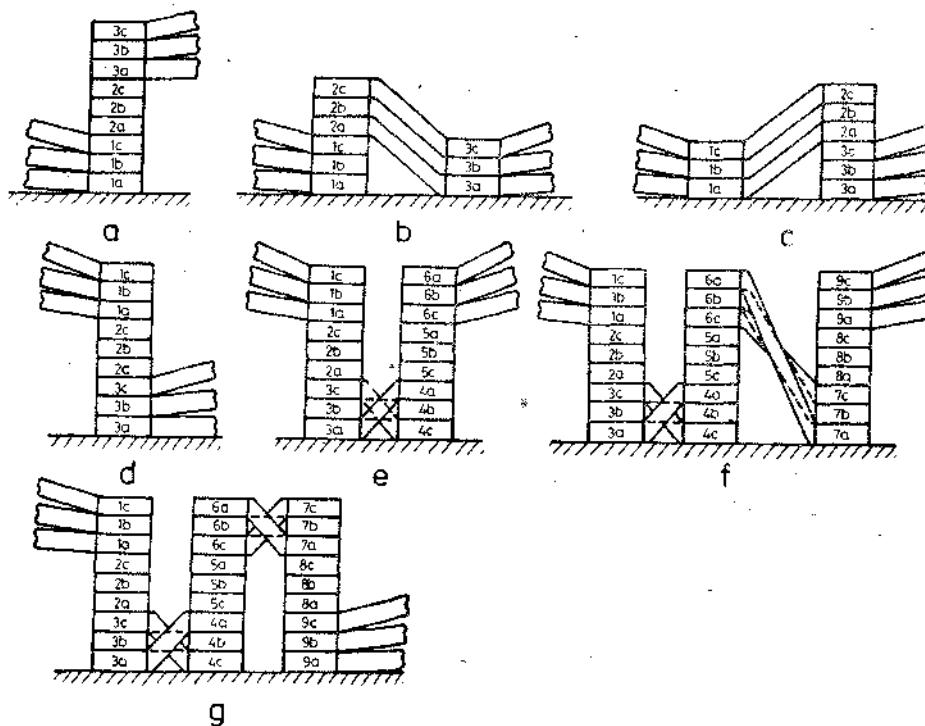


Fig. 16.21. Stadiile de realizare a unei înfășurări continue, în galeți, cu trei conductoare în paralel (se observă și realizarea transpozițiilor).

În cazul curenților mai mari și tensiuni ridicate, când nu se poate realiza o înfășurare spiralată din cauza numărului mare de spire, se pot realiza înfășurări continue în galeți, cu pînă la 4 conductoare în paralel suprapuse radial. La realizarea unei asemenea înfășurări care necesită transpoziții, transpunerile se fac, în locurile de trecere de la un galeț la altul, cum se vede în figura 16.21.

Înălțimea bobinelor la înfășurările cu canale radiale între toți galeții (fig. 16.20, a) este

$$H_B = n_p b' + k_t h_c (n_g - 1) \text{ [mm]}, \quad (16.25)$$

iar la înfășurările cu canale din 2 în 2 galeți (fig. 16.20, b) este

$$H_B = n_g b' + k_t h_c \left(\frac{n_g}{2} - 1 \right) + \frac{n_g}{2} \delta_r \text{ [mm]}; \quad (16.25, a)$$

grosimea înfășurărilor continue este

$$a_t = n_s n_p a' \text{ [mm]}, \quad (16.26)$$

în care:

n_g este numărul de galeți de pe o coloană;

n_s — numărul maxim de spire al unui galeț;

δ_r — grosimea discurilor izolate dintre doi galeți alăturați (fig. 16.20, b), în mm;

n_p — numărul de conductoare în paralel, dacă este cazul (factorul de tasare $k_t = 0,94-0,96$, are aceleași valori ca în relațiile (16.22) și (16.22, a)).

Izolația dintre galeții alăturați se realizează din minimum două runde a căror grosime să fie cel puțin 0,5 mm fiecare.

Canalele radiale h_c pot avea valori diferite, 6÷8 mm la extremitățile bobinei și 4÷7 mm la mijloc; rezultă că la calculul înălțimii bobinei, cu relația (16.25) sau (16.25, a) se va avea în vedere acest lucru, luîndu-se separat înălțimea tuturor canalelor.

În prima etapă, numărul orientativ de galeți se determină, după caz, din relațiile (16.25) și (16.25, a) și anume

$$n_g = \frac{H_B + k_t h_c}{b' + k_t h_c} \quad (16.27)$$

sau:

$$n_g = \frac{2(H_B + k_t h_c)}{2b' + k_t h_c + \delta_r} \quad (16.27, a)$$

în care H_B se estimează inițial din relația (16.20) cu distanțele de izolare stabilite conform figurii 16.8 și tabelului 16.3, iar valorile pentru celelalte elemente se aleg în limitele indicate mai sus.

Numărul mediu de spire al galeților se estimează luînd ca bază numărul de spire pe fază w_f

$$w_g = \frac{w_f}{n_g} \quad (16.28)$$

La definitivarea numărului de galeți și al numărului de spire pentru fiecare tip de galeț, trebuie respectate următoarele condiții:

— spirele de reglaj și spirele cu izolație întărită trebuie așezate în galeți separați;

— pe o coloană se pot găsi trei tipuri de galeți: de capăt, normali sau mijlocii și de reglaj. Numărul galeților normali și de capăt trebuie să fie cu șol, iar cel al galeților de reglaj, ideal ar trebui să fie un multiplu de patru pentru o scoatere ușoară a prizelor;

— numărul de spire corespunzător unui galeț poate fi întreg sau fracționar. Când numărul este fracționar, numitorul fracției trebuie să fie egal cu numărul distanțoarelor, pentru înlăturarea erorilor la obținerea numărului total de spire (dacă sînt 16 distanțoare și 7 1/4 spire pe galeț, se vor trece 7 4/16 spire, pentru ca bobinatorul, după înfășurarea celor 7 spire, să mai înfășoare conductorul pînă la distanțorul al patrulea);

— dimensiunile radiale ale galeților să nu difere; galeții cu spire mai puține, dacă nu au aceeași grosime, vor fi aduși la aceeași grosime fie printr-un suport la bază, fie prin introducerea unor benzi de carton între spire, cum se arată la înfășurările sectionate;

— pentru repartizarea mai ușoară a spirelor între galeți, dimensiunile canalelor radiale dintre galeți, se pot lua cu 10—30% mai mari decît limitele minime indicate mai jos.

Înfășurarea continuă necesită mai multă manoperă și este mai costisitoare decît înfășurarea cilindrică echivalentă. Dar, datorită rezistenței mecanice mari, a comodității realizării prizelor de reglaj, a lipsei lipiturilor între galeți, și a simplității consolidării axiale și radiale, înfășurarea continuă este utilizată pe scară largă ca înfășurare de înaltă tensiune la transformatoarele cu puterea pe o coloană de la 60 kVA în sus și pentru tensiuni peste 3 kV, fără limită superioară.

Cînd înfășurarea continuă este utilizată ca înfășurare de joasă tensiune, la transformatoarele cu puterea mai mare de 800 kVA, se poate realiza foarte simplu rărirea spirelor în dreptul galeților de reglaj de pe înalta tensiune, prin mărirea canalelor radiale pînă la 15÷20 mm.

d) **Înfășurările secționate**, numite și **înfășurări în galeți**, sînt utilizate ca înfășurări de înaltă tensiune, pînă la 60 kV. Ele se realizează din conductoare rotunde cu diametre cuprinse între 0,5 și 3 mm, sau din conductoare profilate, cu secțiuni de la 8 la 16 mm² și de formă apropiată de un pătrat. La aceste înfășurări nu se utilizează conductoare în paralel.

Înfășurările secționate pot fi depănate în același sens (fig. 16.22), trecerea de la ultimul strat al unui galeț la primul strat al următorului, făcîndu-se prin spațiul dintre galeți.

Pentru simplificarea legăturilor între galeți și asigurarea unei izolații mai bune, se execută galeți dubli denumiți și **galeți jumelați**, adică perechi de cîte doi galeți alăturați, din care unul este înfășurat la dreapta iar altul la stînga (fig. 16.23 și fig. 16.24). Cei doi galeți, unitari, care formează galețul dublu, pot diferi prin numărul de spire, prin izolația spirelor, izolația dintre straturi și, în unele cazuri, chiar prin secțiunea conductoarelor. Cu toate acestea, diametrul exterior trebuie să fie practic același la toți galeții, la galeții

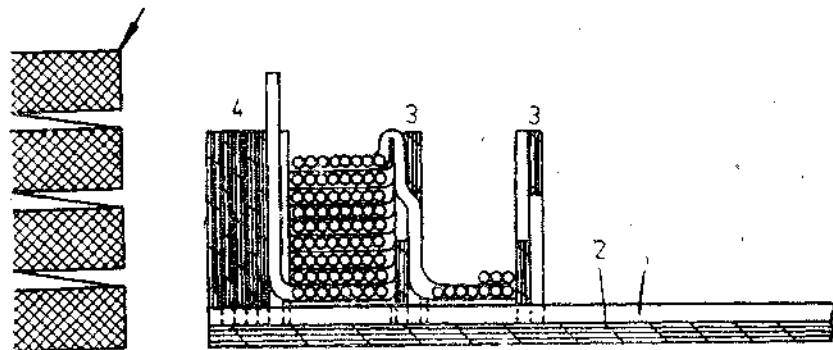


Fig. 16.22. Înfășurarea în galeți depănați în același sens (galeți simpli):
a — schema de legare a galeților; b — trecerea (la execuție) de la un galeț la altul.

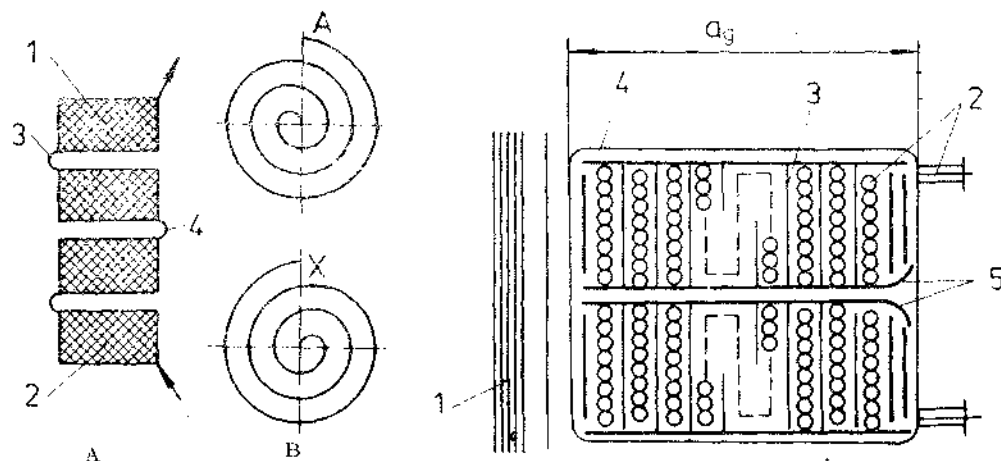
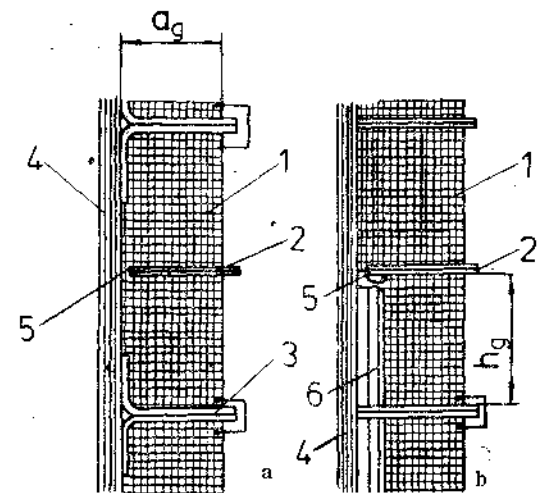


Fig. 16.23. Schema de legare a galeților dubli (jumelați) (a) și sensul lor de depănare (b):
1, 2 — galeți jumelați; 3 — legătura interioară; 4 — legătura exterioară.

Fig. 16.24. Secțiune prin doi galeți jumelați:
1 — cilindru izolat; 2 — conductor; 3 — izolație între straturi; 4 — izolația galețului; 5 — izolația între galeții jumelați.

Fig. 16.25. Înfășurarea secționată (în galeți) depănată direct pe cilindru izolat:

a — cu galeți de aceeași dimensiune radială (grosime); b — cu galeți de dimensiuni radiale diferite; 1 — galeț; 2 — disc izolat; 3 — disc izolat răsfrânt; 4 — cilindru izolat; 5 — legătură interioară; 6 — suport de compensare.



mai subțiri crescîndu-se diametrul interior prin suporturi de compensare (fig. 16.25, b — poziția 6), din material electroizolant.

Galeții sînt separați între ei prin discuri izolante (fig. 16.25) sau distanțoare care asigură canale radiale (fig. 16.26).

Conductoarele se depănă direct pe cilindrii izolanți sau pe pene, permițînd circulația fluidului de răcire prin canalele formate. Modul de execuție al galeților dubli este, în principiu, similar cu cel al galeților de la înfășurarea continuă. Legăturile interioare se realizează la depănare, iar legăturile exterioare se execută după montarea galeților.

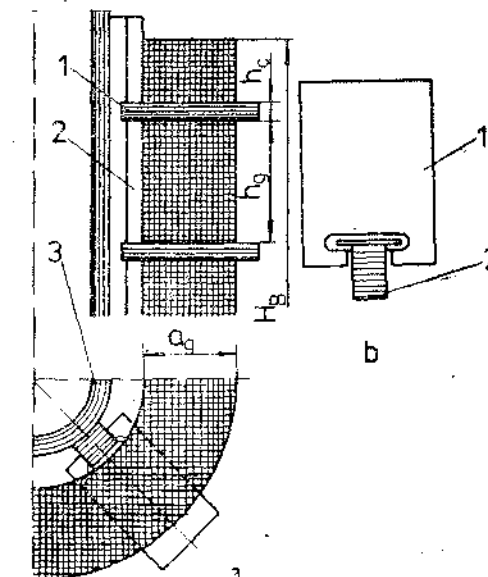


Fig. 16.26. Așezarea distanțoarelor la înfășurările secționate (în galeți):

a — secțiune longitudinală și transversală; b — modul de prindere a distanțoarelor cu penele respective; 1 — distanțor; 2 — pană; 3 — cilindru izolat.

Numărul de galeți în care trebuie divizată înfășurarea se determină, ținînd seama de solicitările termice, de tensiunea nominală care revine unui galeț și de rezistența mecanică la acțiunea forțelor electrodinamice axiale. Astfel, pentru asigurarea răcirii la o grosime radială a galețului de 30 ÷ 35 mm, înălțimea lui nu trebuie să depășească 30 ÷ 35 mm. Sub aspectul tensiunilor de lucru, se recomandă ca tensiunea între două straturi a galeților să nu depășească 200 ÷ 400 V. Rezistența mecanică este foarte bună la galeții realizați cu conductor dreptunghiular; la cei realizați cu conductor rotund, aceasta scade pe măsură ce diametrul conductorului depășește 2 mm și se impune limitarea înălțimii galețului la 30 ÷ 40 mm.

Valori informative privind numărul galeților se dau, în funcție de puterea și tensiunea de fază a transformatorului, în tabelul 16.5. Distanțele dintre galeți funcție de puterea și nivelul de izolație al înfășurărilor, se iau între aceleași limite ca și canalele h_c de la înfășurarea continuă, iar izolația între straturile galeților se ia din folie izolantă cu grosimea de 0,4–0,5 mm, pentru galeții de la capete și cu grosimea de 0,15–0,25 mm pentru galeții mijlocii.

Tabelul 16.5

Numărul orientativ de galeți realizați din conductoare rotunde, în funcție de puterea și tensiunea transformatorului

U_{fN} [kV]	S_N [kVA]						
	20–50	75–125	160–200	250–315	400–500	630–800	1 000–1 600
6 și 10	2	2–6	2–8	10	12	14	16
15 și 20	2	2–8	2–10	12	14	16	18
30 și 35	8	10	12	14	16	18	20

La tensiuni nominale mai mari de 15 kV, primii doi galeți de intrare și ultimii doi galeți ai fiecărei faze se execută cu izolația spirelor și cea dintre straturi, întărită.

Avind estimat numărul galeților, se determină partea din înălțimea bobinei ocupată de canalele radiale și de grosimile discurilor izolante, dintre galeți (fig. 16.25 și fig. 16.26)

$$h_{iz} = \Sigma h_c + \Sigma \delta_r \text{ [mm]}, \quad (16.29)$$

unde, lățimea canalelor h_c dintre galeți se ia în limitele 1–8 mm, ca la înfășurarea continuă, iar grosimile δ_r ale discurilor sau rondelilor izolante se iau de 1–2 mm ($2 \times 0,5 \div 4 \times 0,5$ mm).

Înălțimea orientativă a tuturor galeților este

$$\Sigma h'_g = H_B - h_{iz} \text{ [mm]}, \quad (16.30)$$

iar înălțimea medie a unui galeț,

$$h_g = \frac{\Sigma h'_g}{n_g} \text{ [mm]}. \quad (16.30, a)$$

În acest caz, avind w_s spire pe fază, numărul orientativ de spire al unui galeț se determină cu relația (16.28).

Avind înălțimea galețului și diametrul izolat d' (sau înălțimea b') a conductorului, se poate estima numărul de straturi n_s , cu ajutorul cărora se definitivează repartiția spirelor pe galeți, fără a se realiza mai mult de 4 tipuri de galeți. Înălțimea definitivă a galețului va fi deci

$$h_g = (w_s + 1)d' \text{ [mm]}, \quad (16.31)$$

iar cea a înfășurării

$$H_B = h_g + k_s \Sigma h_c + \Sigma \delta_r \text{ [mm]}, \quad (16.31, a)$$

unde w_s este numărul de spire pe un strat al galețului.

Lățimile h_c ale canalelor radiale se aleg în limitele indicate mai sus rotunjindu-se pentru a se obține înălțimea totală a înfășurării de înaltă tensiune egală cu cea a înfășurării de joasă tensiune,

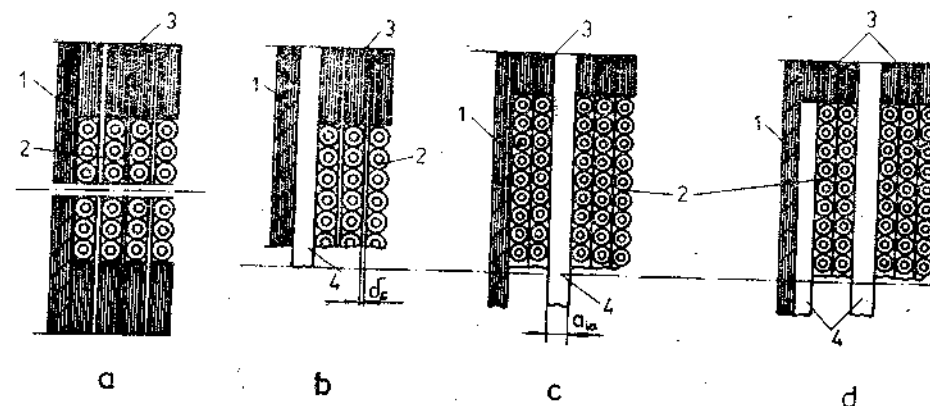


Fig. 16.27. Înfășurări stratificate:

a — depănată direct pe cilindru; b — depănată pe pene care asigură canal axial; c — depănată pe cilindru și cu canal axial de răcire interior; d — depănată pe pene și cu canal axial de răcire interior; 1 — cilindru izolat; 2 — izolație între straturi; 3 — piese de egalizare; 4 — pene pentru realizarea canalelor axiale.

Grosimea galețului se determină cu relația

$$a_g = n_s d' + (n_s - 1) \delta_s \text{ [mm]}, \quad (16.32)$$

unde grosimea izolației dintre straturi δ_s se ia de 0,4–0,5 mm la galeții de capăt (sus și jos), de 0,3 mm la galeții vecini celor de capăt și de 0,12–0,15 mm la cei mijlocii.

Înfășurările în galeți dubli au rezistență mecanică și răcire bună, dar tehnologia de fabricație este complicată și conduc la o umplere proastă a ferestrei, mai ales cînd sînt canale radiale între toți galeții. Domeniul de aplicare este limitat numai de dimensiunile conductoarelor.

Înfășurările în galeți simpli (înfășurați în același sens) sînt mai simple, iar legăturile de trecere dintre galeții vecini pot conduce în exploatare la scurtecircuite.

e) **Înfășurările stratificate** sau în mai multe straturi sînt utilizate la transformatoarele de putere cu tensiuni peste 1 kV. Ele se realizează din conductoare rotunde, cu diametrul pînă la 3–3,5 mm, sau din conductoare profilate cu secțiuni pînă la 30 mm² (fig. 16.27).

Înfășurările stratificate se pot realiza și cu 2–4 conductoare în paralel, așezate alăturat în direcția axială, dar straturile sînt conectate numai în serie.

Între straturile înfășurării, care are w_s spire pe strat, se adaugă folie de materiale termoizolante corespunzătoare claselor de izolație, avîndu-se în vedere tensiunea dintre straturi dată de relația

$$U_s = 2w_s e_1 \text{ [V]}. \quad (16.33)$$

În funcție de această tensiune, se stabilește atît grosimea izolației dintre spire, cît și lungimea cu care izolația trebuie să depășească bobina pentru înlăturarea conturnărilor (tabelul 16.6). La transformatoarele uscate se utilizează ca izolație între straturi pînza de sticlă de 0,2–0,3 mm.

Pentru îmbunătățirea condițiilor de răcire, se folosesc canale axiale care divizează înfășurarea în două părți, partea interioară avînd în jurul a 1/3 pînă la 2/5 din numărul total de straturi.

Tabelul 16.6

Izolația cu hirtie de 0,12 mm între straturi, pentru înfășurările stratificate (pentru alte grosimi ale hirtiei se variază numărul de straturi, astfel încât să se respecte grosimea izolației dintre straturi)

Tensiunea normală între două straturi [V]	Grosimea izolației dintre straturi [mm]	Depășirea capătului bobinei de către izolația dintre straturi [mm]
<1 000	2×0,12	1,0
1 000—2 000	3×0,12	1,6
2 001—3 000	4×0,12	1,6
3 001—3 500	5×0,12	1,6
3 501—4 000	6×0,12	2,2
4 001—4 500	7×0,12	2,2
4 501—5 000	8×0,12	2,2
5 001—5 500	9×0,12	2,2

Notă. Pentru transformatoarele cu puteri mai mari de 1 000 kVA, izolația între straturi se alege tot din acest tabel, dar nu se ia mai puțin de 6×0,12 mm, iar depășirea izolației de capăt nu se ia mai mică de 2 mm, chiar dacă tensiunile dintre straturi sînt mai mici.

Lățimea canalelor pentru o răcire bună se ia între 4÷7 mm pentru canale cu lungime pînă la 1 m și între 6÷10 mm cînd canalele sînt mai lungi de 1 m, iar valori orientative pentru grosimea bobinelor se dau în figura 16.28.

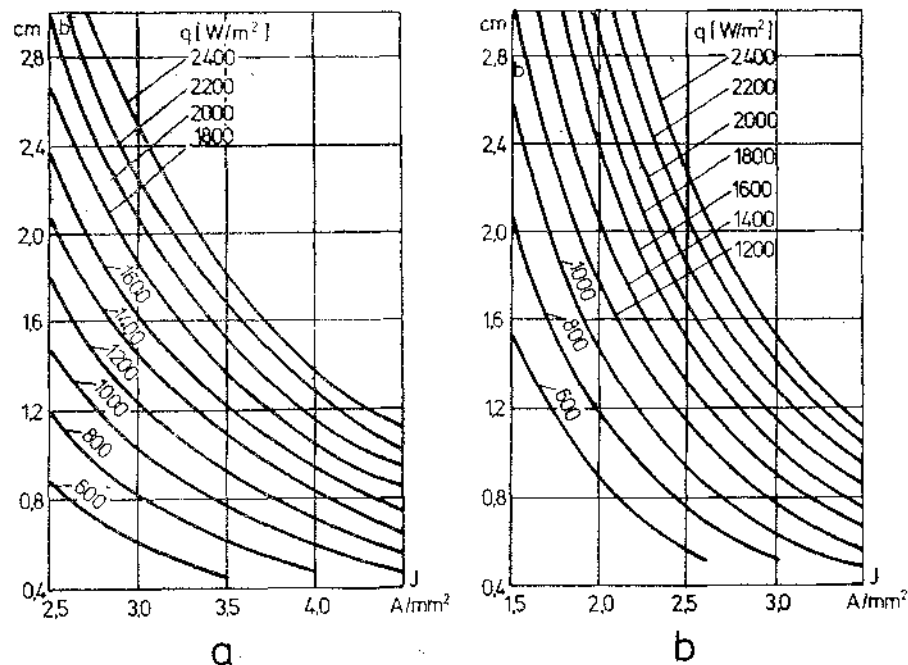


Fig. 16.28. Grosimile orientative ale bobinelor din conductoare profilate, funcție de densitatea de curent din conductor, pentru diferite valori ale densității de suprafață q , date de pierderile produse în acele bobine:

a — conductoare de cupru; b — conductoare de aluminiu.

Înălțimea înfășurării stratificate cu conductor rotund, este

$$H_B = d'(w_s + 1) \text{ [mm]}, \quad (16.34)$$

iar grosimea, pentru cazul din figura 16.27, a și b , este

$$a_i = n_s d' + (n_s - 1) \delta_s \text{ [mm]} \quad (16.35)$$

și pentru cazul din figura 16.27, c și d este

$$a_i = n_s d' + a_{in} + (n_s - 2) \delta_s \text{ [mm]}, \quad (16.35, a)$$

în care, în afara notațiilor cunoscute:

n_s este numărul de straturi;

δ_s — grosimea izolației dintre straturile de conductoare, în mm, care se alege din tabelul 16.6.

În cazul înfășurărilor cu conductor profilat, dimensiunile bobinelor se determină tot cu relațiile (16.34), (16.35) și (16.35, a), cu singura deosebire că diametrul d' al conductorului izolat se înlocuiește, după caz, cu dimensiunile conductorului profilat a' (pentru grosime) și b' (pentru înălțime).

La înfășurările prevăzute cu ecran, dimensiunea radială a înfășurării se mărește cu o grosime care poate fi între 0,5—1 mm.

Luînd înălțimea bobinei egală sau mai mică cu a înfășurării de joasă tensiune, se determină numărul de spire pe strat $w_s = \frac{H_B}{d'} - 1$. Dacă sînt utilizate conductoare profilate, atunci se înlocuiește d' cu b' .

Numărul de straturi $n_s = \frac{w_s}{w_s}$, se rotunjește, prin adaus, la un număr

întreg; se determină din nou $w_s = \frac{w_s}{n_s}$ și apoi $H_{B1} = (w_s + 1)d'$. Se admit și situații cînd pe ultimul sau ultimele două trei straturi numărul de spire este mai mic, dar spirele vor fi așezate simetric față de mijlocul bobinei.

Înfășurările stratificate sînt utilizate curent atît la transformatoarele de mică putere cu spire multe și de secțiune mică, cît și la înfășurările de înaltă tensiune ale transformatoarelor mari, limitarea fiind impusă de rezistența mecanică la forțele electrodinamice axiale de scurtcircuit.

Înfășurările stratificate realizate cu conductor rotund se limitează la transformatoarele cu puteri pe o coloană pînă la 200 kVA. La puteri mai mari, se utilizează conductoare profilate.

Înfășurările stratificate se comportă bine la impulsurile de tensiune, avînd o repartitie inițială a gradientului de potențial destul de bună [13], [29].

Înfășurarea stratificată este simplă, și implică o manoperă mai redusă în raport cu celelalte tipuri de înfășurări.

f) **Înfășurările din folie** sînt utilizate la transformatoare cu puteri pînă la 2 500 kVA și tensiuni pînă la 10—15 kV. Se utilizează în special folia de aluminiu, cu grosimi de la 0,025 la 2 mm (STAS 5681-74).

Înfășurările din folie se pot realiza monobloc, lățimea foliei fiind egală cu înălțimea totală a înfășurării sau din galeți cu înălțimea egală cu lățimea foliei.

Divizarea înfășurării în galeți este impusă de valoarea curentului, respectiv, de grosimea foliei, de tensiunea pe spiră, respectiv de modul de izolație și uncori de repartitia temperaturilor în lungul înfășurărilor, datorită repartitiei neuniforme a curentului pe înălțimea foliei, produsă de cîmpurile magnetice de scăpări.

Izolarea spirelor (între straturile de folie) se face cu hîrtie (telefonică sau de cablu), cu lacuri sau cu oxizi. Izolarea cu hîrtie este mai simplă înlăturind posibilitățile de străpungere la capete prin depășirea lățimii foliei cu 3÷5 mm (fig. 16.29) între care se prevede și o fișie izolantă cu grosimea cît a foliei, pentru asigurarea înălțimii H_n a bobinei (fig. 16.29 — poz. 3). În schimb, la foliile subțiri, acest sistem de izolare conduce la un factor de umplere prost al ferestrei. Izolarea cu lacuri sau oxizi impune ca marginile foliei să fie rotunjite și bine izolate, iar executarea bobinelor să se facă cu mai mare atenție. După executarea bobinelor, indiferent de izolarea spirelor, acestea sînt impregnate cu un lac epoxidic care definitivază izolația capetelor bobinelor și consolidează bobina.

Realizarea înfășurărilor din folie nu necesită instalații speciale în atelierele de bobinaj.

Înfășurările din folie sînt rezistente din punct de vedere mecanic și se răcesc bine. Bornele bobinei din folie sînt scoase cel mai frecvent prin două bare între care se găsește folia sudată frontal pe toată înălțimea ei (fig. 16.29 și fig. 16.30, a) sau prin îndoirea succesivă a foliei și apoi, ieșirea, sudată prin puncte (fig. 16.30, b).

g) **Înfășurările alternate**, numite și **înfășurări cu galeți alternati**, sînt utilizate atunci cînd se urmărește o tensiune de scurtcircuit mică și o diminuare a forțelor electrodinamice axiale. Acest tip de înfășurare se mai utilizează la transformatoarele în manta și la transformatoarele răcite cu aer, cu coloane orizontale.

La înfășurările alternate, porțiuni din înfășurarea de joasă tensiune alternează cu porțiuni din cea de înaltă tensiune (fig. 16.31 și fig. 16.32). În cazul figurii 16.31, solenatiile galeților de joasă tensiune sînt egale cu cele ale galeților de înaltă tensiune, galeții de capăt avînd cîte o jumătate din solenatiile galeților principali pentru a forma **înfășurări alternate simetrice**, cu o

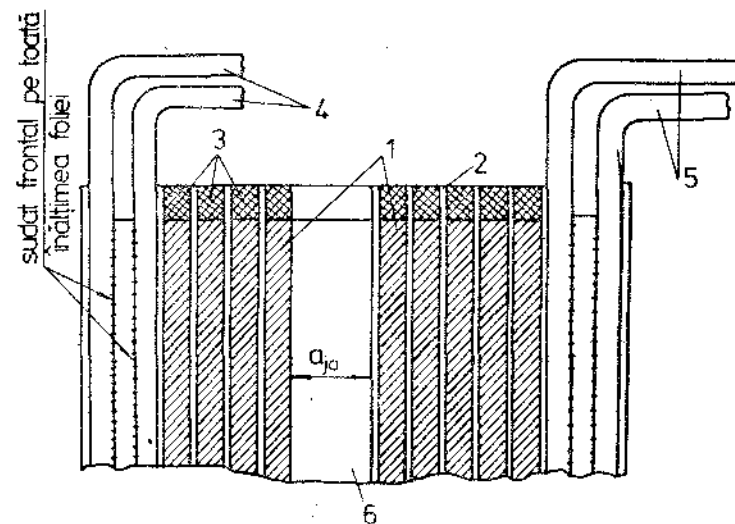


Fig. 1a.29. Înfășurare cilindrică stratificată din folie de AluminIU:
1 — folie; 2 — izolație de hîrtie dintre straturi; 3 — izolație egalizare;
4 — bare de ieșire (interioare); 5 — bare de ieșire (exterioare); 6 — canal de răcire.

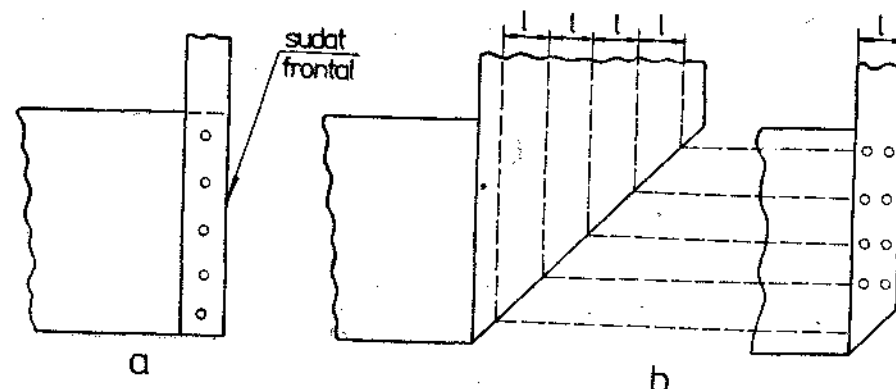


Fig. 16.30. Forme de realizare a capetelor (ieșirilor) înfășurărilor din folie:
a — cu cîte două bare de aluminiu, între care se sudează folia pe toată înălțimea ei; b — prin îndoirea succesivă a foliei și sudare prin puncte.

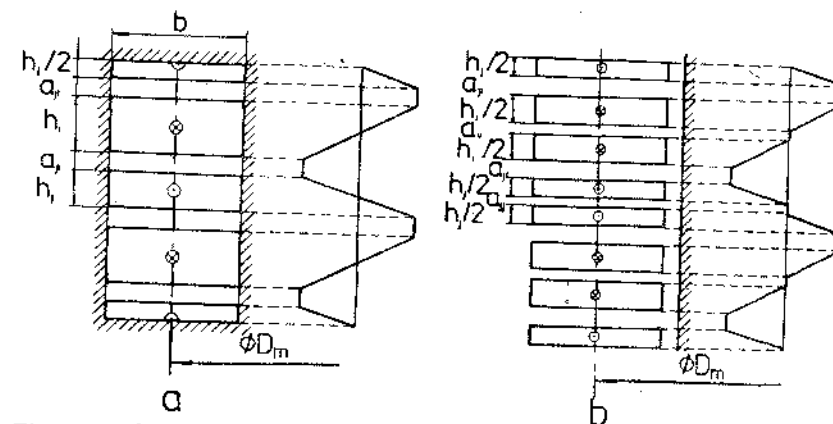


Fig. 16.31. Înfășurări alternate simetrice și formele corespunzătoare de variație a câmpului magnetic de scăpări:

a — cu bobine întregi; b — cu bobine secționate și canale de răcire a_{11} sau a_{12} între ele.

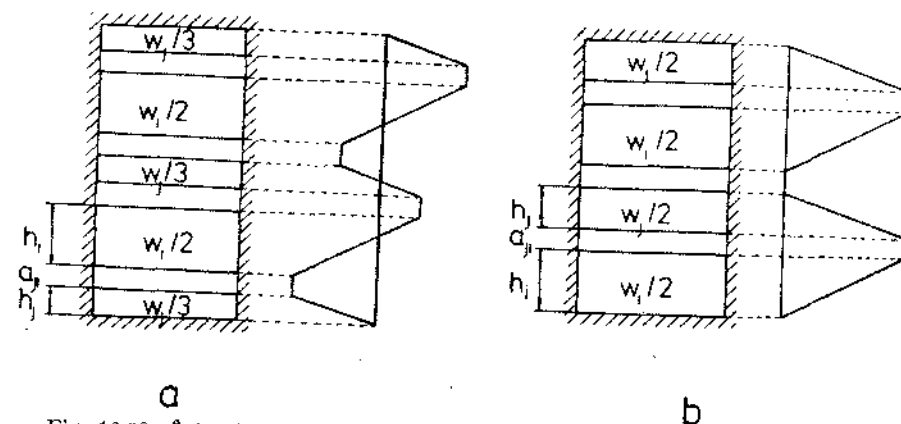


Fig. 16.32. Înfășurări alternate nesimetrice și formele corespunzătoare de variație a câmpului magnetic de scăpări:
a — joasă tensiune cu un galeț mai mult decît înaltă tensiune; b — joasă și înaltă tensiune cu același număr de galeți.

repartiție simetrică a cîmpului magnetic de scăpări. Uneori, în vederea îmbunătățirii răcirii, galeții se divid astfel încît întreaga înfășurare este constituită din semigaleți (fig. 16.31, b). Cîmpul magnetic fiind nul în canalul dintre semigaleți, prezența acestui canal nu influențează valoarea tensiunii de scurtcircuit care se calculează cu aceeași relație ca și pentru cazul din figura 16.31, a.

În cazul din figura 16.32, galeții de înaltă tensiune sînt egali între ei și alternează cu galeții de joasă tensiune care sînt, de asemenea egali între ei, dar fără a se simetriza solenațiile, formînd înfășurări **alternante nesimetrice**, folosite mai rar.

Bobinele înfășurărilor de înaltă tensiune se pot realiza din conductori rotunzi sau profilati, sub formă de galeți jumelați sau secțiuni de bobine continue în galeți. Bobinele înfășurării de înaltă tensiune se leagă de obicei în serie pentru înlăturarea nesimetriilor.

Înfășurarea de joasă tensiune se formează din secțiuni de înfășurări spiralate sau de înfășurări continue în galeți legate în paralel sau serie-paralel.

Luînd cazul înfășurărilor alternante simetric — cazul utilizat în practică — în baza definiției lor se poate scrie relația solenațiilor

$$\frac{1}{2} w_i I_i = w_j I_{jc} = \frac{1}{2} w_j I_j, \quad (16.36)$$

notațiile fiind cele din figura 16.33.

Din relația (16.36) rezultă

$$I_{jc} = \frac{1}{2} I_i \frac{w_i}{w_j} = \frac{1}{2} I_j \quad [\text{A}] \quad (16.36, a)$$

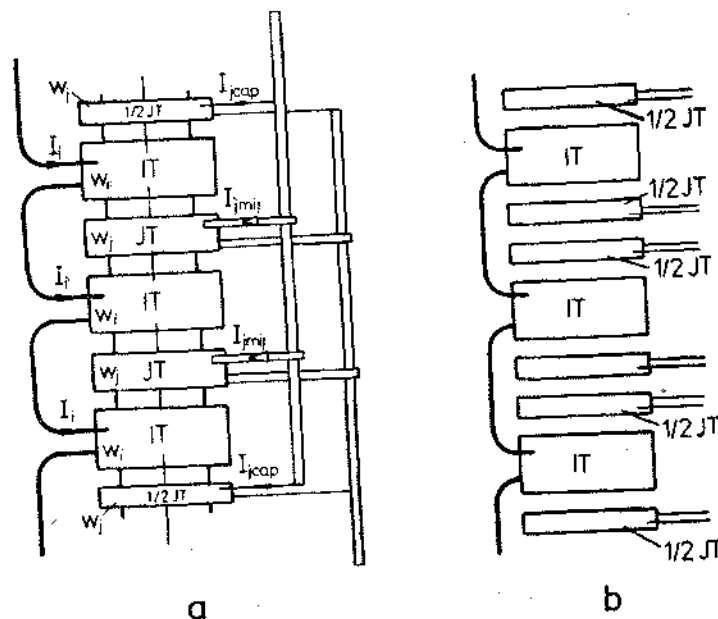


Fig. 16.33. Repartiția curenților la înfășurările alternante simetrice:
a — cu jumătăți de galeți (de joasă tensiune) la capete; b — cu galeți de joasă tensiune egali.

adică, valoarea curentului I_{jc} al galețului de capăt este egală cu jumătate din valoarea curentului I_j al galeților intermediari. În ipoteza unor densități egale de curent, secțiunile conductoarelor vor fi în același raport.

În concluzie, tipul constructiv de înfășurare se alege în funcție de cerințele de exploatare și de producție pentru întregul transformator. Totodată, la toate tipurile de înfășurări examinate s-au indicat și limitele uzuale de utilizare a acestora în funcție de puterea pe coloană, de secțiunea spirei, respectiv de curentul de fază și de tensiunea înfășurării. O recapitulare a domeniilor de aplicare a tipurilor de înfășurări utilizate la transformatoarele de putere, este dată în tabelul 16.7.

Dacă transformatorul prezintă particularitatea de a avea solicitări mecanice, electrice sau termice ridicate, tipul constructiv de înfășurare adoptat trebuie să prezinte avantaje mai mari în acea privință.

La alegerea, apoi dimensionarea înfășurării, trebuie să se aibă în vedere posibilitățile de transmisie a căldurii de la înfășurare la agentul de răcire. De aceea, după dimensionarea bobinelor, trebuie să se verifice densitatea de suprafață q a pierderilor, adică pierderile din înfășurare disipate pe unitatea de suprafață de răcire a bobinei, măsurate în W/m^2 . La transformatoarele cu circulația naturală a uleiului, densitatea de suprafață a pierderilor trebuie să nu depășească valorile $q = 1\,200 - 1\,400 \text{ W/m}^2$, iar la cele cu circulație forțată, $q = 2\,000 - 2\,200 \text{ W/m}^2$. La transformatoarele uscate, valorile lui q depind de clasa de izolație a transformatorului și de lărgimea canalelor de răcire; pentru clasa de izolație F se admite $q = 300 - 700 \text{ W/m}^2$.

Schema de reglaj a tensiunii transformatorului contribuie și ea în mare măsură la alegerea tipului constructiv al înfășurării, mai ales atunci cînd pot apare forțe electrodinamice axiale de scurtcircuit periculoase [3].

Avînd determinate numerele de spire și secțiunile căilor de curent și cunoscînd condițiile de realizare ale diferitelor tipuri de înfășurări, în baza tabelului 16.7 se poate alege, într-o primă etapă, cîte un tip de înfășurare pentru joasa și înalta tensiune.

Plecînd de la înfășurarea de joasă tensiune, se determină dimensiunile geometrice ale ambelor înfășurări, cum sînt: înălțimile H_b , grosimile a_j și a_i , precum și diametrele interioare și exterioare ale acestora. Definitivarea acestor dimensiuni rămîne să fie confirmată de verificarea parametrilor de scurtcircuit și a temperaturilor înfășurărilor.

Cu aceste dimensiuni, lățimea ferestrei transformatorului în această etapă, conform figurii 16.8 rezultă

$$T = 2(a_{mj} + a_j + a_{ji} + a_i) + a_{ii} \quad [\text{m}]. \quad (16.37)$$

16.3.4. PRIZELE DE REGLAJ ȘI REDUCEREA SOLENAȚIILOR

Transformatoarele de putere se echipează cu dispozitive care permit reglajul tensiunii în trepte, prin schimbarea numărului de spire al uneia dintre înfășurări. Reglarea numărului de spire se efectuează cînd transformatorul este deconectat de la rețea sau cînd este în sarcină, în funcție de construcția comutatorului și de măsurile constructive adoptate în acest sens.

Nr. crt.	Tip înfășurare	Avantaje	Dezavantaje	Utilizare		Limite de aplicare		Dimensiuni conductoare [mm]		Număr maxim de conductoare în paralel
				preferată	posibilă	curenți [A]	tensiuni [kV]	a	b	
1	Cilindrică	Tehnologie simplă ; Răcire bună	Rigiditate mecanică redusă	JT	IT	60-800	≤ 1	4-10	6-15	4
2	Tip Brush	Tehnologie simplă ; Răcire bună	Rigiditate mecanică redusă	JT	IT	≤ 1 000	≤ 35	2-3	12-18	4-16
3	Spirală	Rigiditate mecanică bună ; Izolație sigură ; Răcire bună	Cost ridicat față de înfășurarea cilindrică	JT	-	< 200	≤ 35	2-4	8-16	12 la un început
4	Continuă în galeți	Idem	Idem	IT	JT	> 20	> 3	1,2-3	12-18	4
5	Sectionată (în galeți)	Idem	Idem	IT	-	< 50	≤ 60	Ø 0,5-3	3-6	-
6	Stratificată	Tehnologie simplă	Rigiditate mecanică scăzută la conductor rotund	IT	JT	≤ 100	> 1	Ø 3-3,5	4-6	4
7	Înfășurare din folie	Rigiditate mecanică bună ; Răcire bună ; Comportare bună la impuls de tensiune	Tehnologia de izolare și de realizare a conexiunilor este mai complicată	JT	IT	20-1 000	< 15	0,025-2	200-1 000	-

Prizele de reglaj pot fi prevăzute în principiu fie la înfășurarea primară, fie la cea secundară, prin modificarea sau păstrarea solicitărilor magnetice. La transformatoarele de putere, indiferent de rolul înfășurărilor ca primare sau secundare, de regulă înfășurarea de înaltă tensiune este prevăzută cu reglajul numărului de spire, din următoarele motive :

— scoaterea prizelor de reglaj este mai ușoară tehnologic, înfășurarea de înaltă tensiune fiind așezată la exterior, iar secțiunea conductoarelor este mai redusă ;

— numărul de spire necesar treptei de reglaj se poate ajusta mai ușor, fiind mai mare și, totodată, permițind o poziționare mai adecvată pentru reducerea forțelor axiale ;

— comutatorul de prize este mai simplu, având contactele și bornele pentru curenți mai mici, chiar dacă cresc distanțele de izolație.

Reglajul tensiunii la transformatoarele de distribuție se face în limitele standardizate de $\pm 5\%$; la unele transformatoare mai mari, pentru diminuarea forțelor axiale se împart treptele la $\pm 2 \times 2,5\%$. În funcție de destinația transformatorului, se pot utiliza și alte trepte de reglaj a tensiunii, cum este cazul transformatoarelor cu reglaj sub sarcină la care se realizează trepte de forma $\pm 6 \times 1,67\% = \pm 10\%$; $\pm 6 \times 1,5\% = \pm 9\%$; $\pm 8 \times 1,25\% = \pm 10\%$; $\pm 8 \times 1,5\% = \pm 12\%$; $\pm 9 \times 1,78\% = \pm 16\%$ etc.

Schemele de principiu pentru reglajul tensiunii sînt date în figura 16.34.

Cazul din figura 16.34, a este întâlnit la înfășurările stratificate. La înfășurările stratificate conectate în stea, legătura la borne se scoate, de obicei de la interior (fig. 16.35), iar prizele de reglaj sînt aduse la un comutator de nul. La conexiunea în triunghi, poziția stratului de la care se face legătura la bornă este indiferentă.

La înfășurările stratificate, prizele de reglaj așezate pe ultimul strat nu produc asimetrie prea mari și, în consecință, nici forțe axiale însemnate.

În scopul diminuării și mai mult a nesimetriilor datorate prizelor de reglaj, se poate utiliza schema din figura 16.36.

Scoaterea prizelor de reglaj de la înfășurările stratificate se face sub formă de buclă, întărindu-se izolația, așa cum se arată în figura 16.37.

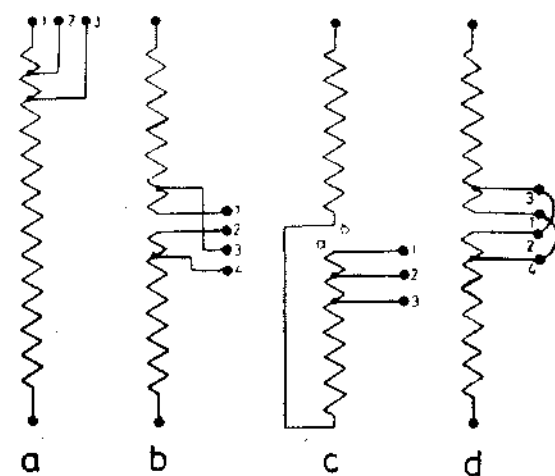


Fig. 16.34. Scheme pentru reglarea tensiunii în limite mici.

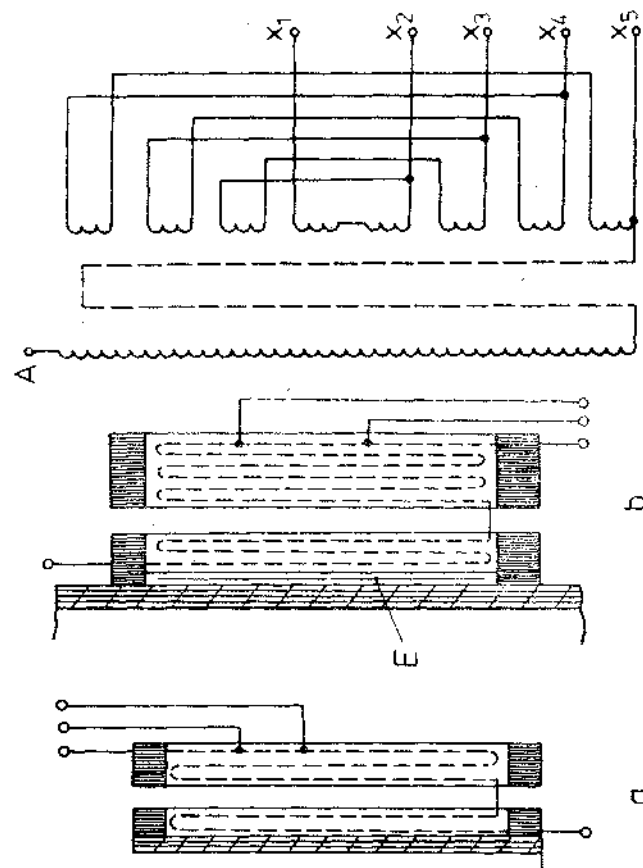


Fig. 16.35. Scoaterea prizelor la înfășurările stratificate:
a — înfășurare cu tensiunea până la 10 kV;
b — înfășurare cu tensiunea până la 35 kV
cu ecran electrostatic E legat la borna de linie.

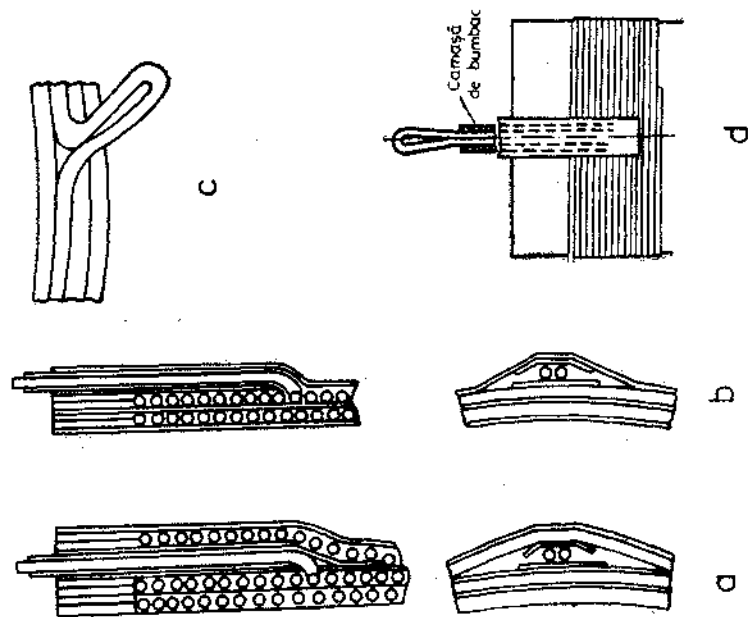


Fig. 16.36. Modul de scoatere a prizelor de reglaj la înfășurările stratificate, pentru micsorarea nesimetriilor.

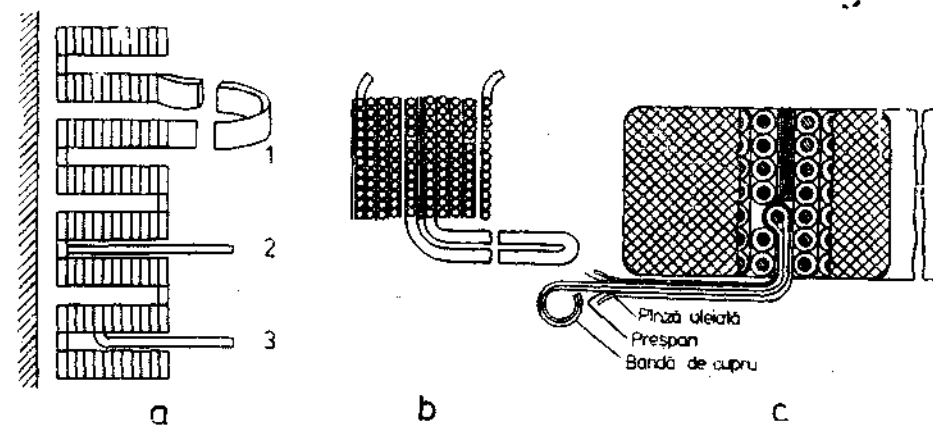


Fig. 16.37. Modul de scoatere a prizei la o înfășurare de tip stratificat.

Fig. 16.38. Scheme pentru reglarea tensiunii în limite mici:
a — înfășurare cu o cale de curent; b — cu două căi de curent în paralel înfășurate în sensuri opuse; c — cu patru căi de curent în paralel, înfășurate succesiv în sensuri opuse.

Schemele din figura 16.34, *b*, *c* și *d* sînt tipice pentru înfășurările secționate de tip galeți. Cazul din figura 16.34, *c*, este utilizat numai cînd înfășurarea este conectată în stea și se urmărește reducerea izolației comutatorului, altfel trebuie lăsată o distanță de izolație la jumătate din tensiunea de fază. În cazurile *b*, *c* și *d* din figura 16.34, galeții cu spirele de reglaj sînt așezați fie la mijlocul înălțimii înfășurării, fie repartizați simetric față de mijloc, la un sfert de înălțime începînd de la capete, cum se arată în figura 16.38.

La înfășurările continue sau la cele cu galeți dubli, se recomandă scoaterea prizelor de la trecerile exterioare dintre galeți fără lipire, cu buclă din același conductor (*I* — fig. 16.39, *a*).

Scoaterea prizelor printre galeți (2 — fig. 16.39, *a*) se face cu lipituri și o izolație corespunzătoare, mărindu-se și canalul dintre galeți, dacă este cazul. Scoaterea prizei din interiorul galețului (3 — fig. 16.39, *a*) nu se practică decît în cazuri speciale la galeți realizați cu conductor rotund (fig. 16.39, *b* și *c*).

Scoaterea din circuit a galeților de reglaj provoacă o asimetrie în repartiția spațială a solenațiilor, asimetrie care este cauza forțelor electrodinamice axiale. Aceste forțe pot fi micșorate (reduse) prin rărirea spirelor în zonele de reglaj și la cealaltă înfășurare care nu este prevăzută cu prize de reglaj.

Această rărare a spirelor la înfășurarea fără prize se face în zonele de reglaj în așa fel încît solenația părții rărite să fie egală cu jumătatea solenației galeților de reglaj. Astfel, la un reglaj de $\pm 5\%$, care ocupă 10% din înălțimea bobinei, va trebui plasată numai 5% din solenația înfășurării fără reglaj. Acest lucru se realizează prin creșterea distanțelor între galeți sau spire.

La transformatoarele mari și cu tensiuni înalte, cu izolația galeților de capăt întărită, apare o anumită neuniformitate a repartiției solenației și se impune, în acest caz, o rărare corespunzătoare și a spirelor la înfășurarea de joasă tensiune.

Rărirea spirelor se practică la transformatoarele de putere, începînd cu 800 kVA.

16.4. CALCULUL PIERDERILOR ȘI CURENTULUI DE FUNCȚIONARE ÎN GOL

În timpul funcționării în transformator se produc pierderi atât în înfășurări datorită rezistenței electrice, cît și în miez, datorită curenților turbionari și fenomenului de histerezis, ca urmare a variației în timp cu frecvența f , a fluxului magnetic. Este important, de asemenea, de determinat curentul de magnetizare care crează solenația necesară producerii fluxului magnetic.

16.4.1. PIERDERILE ÎN ÎNFĂȘURĂRI ȘI MASELE CONDUCTOARELOR

— Rezistențele înfășurărilor pe fază — primară 1 și secundară 2 — se determină cu relația

$$R_{1,2} = \rho_g \frac{w_{1,2} l_{med 1,2}}{s_{w1,2}} \quad [\Omega], \quad (16.38)$$

în care :

ρ_g este rezistivitatea materialului conductorului din care este făcută înfășurarea, la temperatura convențională de lucru ϑ , în $\Omega\text{mm}^2/\text{m}$.

Pentru conductoarele din cupru electrolitic moale (CuEm)

$\rho_{Cu115^\circ} = 0,0246 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$, pentru clasă de izolație F, la care $\vartheta = 115^\circ\text{C}$ (la transformatoarele în aer — uscate);

$\rho_{Cu75^\circ} = 0,022 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$, pentru clasă de izolație A, la care $\vartheta = 75^\circ\text{C}$ (la transformatoarele în ulei).

Pentru conductoarele din aluminiu :

$\rho_{Al75^\circ} = 0,037 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$ (deoarece aluminiul se folosește, în special, la transformatoarele în ulei);

$l_{med 1,2}$ este lungimea medie a spirei înfășurării primare, respectiv înfășurării secundare, în m, și se determină din construcția grafică (la scară) a înfășurărilor.

De exemplu, pentru transformatoarele mici, cu miezul dreptunghiular, rezultă :

— pentru înfășurările suprapuse (fig. 16.6, *a*, *c*) :

$$\begin{aligned} l_{med1} &\approx 2(0,5 \text{ cm} + b + l_g + 2a_1) \text{ [cm];} \\ l_{med2} &\approx 2(0,5 \text{ cm} + b + l_g + 4a_1 + 2a_2) \text{ [cm];} \end{aligned} \quad (16.39)$$

— pentru înfășurările separate (fig. 16.6, *b*) :

$$\begin{aligned} l_{med1} &\approx 2(0,5 \text{ cm} + b + l_g + 2a_1) \text{ [cm];} \\ l_{med2} &\approx 2(0,5 \text{ cm} + b + l_g + 2a_2) \text{ [cm],} \end{aligned} \quad (16.39, a)$$

unde cei 0,5 cm, țin seama de jocul de asamblare al carcasei pe miez și de grosimea carcasi bobinei care se confecționează de regulă din sticlotexolit gros de 1 mm (b , l_g , a_1 și a_2 se introduc în cm, apoi rezultatul se transformă în m).

Pentru transformatoarele mai mari, cu miezul în trepte, lungimea medie se determină în funcție de diametrul mediu al fiecărei înfășurări.

Astfel,

$$l_{med 1,2} = \pi D_{m 1,2} \text{ [m]}, \quad (16.39, b)$$

unde $D_{m 1,2}$, sînt diametrele medii ale înfășurării primare, considerată de înaltă tensiune, respectiv secundare, date de relațiile (v. fig. 16.8)

$$\begin{aligned} D_{m2} &= D_c + 2a_{mj} + a_j \text{ [cm];} \\ D_{m1} &= D_c + 2(a_{mj} + a_j + a_{j1}) + a_{i1} \text{ [cm];} \end{aligned} \quad (16.39, c)$$

$s_{w1,2}$ — secțiunea din STAS a conductorului, în mm^2 .

— Pierderile în înfășurări :

— pentru înfășurarea primară 1 și secundară 2

$$P_{e1,2} = m k_{r1,2} R_{1,2} I_{1,2}^2 \text{ [W]}, \quad (16.40)$$

unde :

$k_{r1,2}$ este factorul de majorare a pierderilor în curent alternativ, față de cele în curent continuu. Valoarea medie a acestui factor este :

— pentru înfășurările realizate din conductor rotund

$$k_r = 1 + 0,8 \alpha_r^2 \left(\frac{f}{\rho \cdot 10^4} \right)^2 d^4 m_s^2; \quad (16.40, a)$$

— pentru înfășurările din conductor profilat

$$k_r = 1 + 1,73 \alpha_p^2 \left(\frac{f}{\rho \cdot 10^4} \right)^2 a^4 (m_s^2 - 0,2) \quad (16.40, b)$$

și în care :

$$\alpha_r = k_R \frac{dn}{H_B}; \quad \alpha_p = k_R \frac{bn}{H_B}, \quad (16.40, c)$$

k_R — coeficientul lui Rogowski și se determină cu relația (16.49, c);

n — numărul de conductoare pe înălțimea bobinei respective;

m_s — numărul de conductoare pe grosimea bobinei respective;

ρ , se introduce în $\Omega\text{mm}^2/\text{m}$, iar dimensiunile în cm.

— **Densitățile de suprafață** ale pierderilor din înfășurări sint :

— pentru înfășurarea de joasă tensiune

$$q_j = \frac{P_{ej}}{cS_{vj}} \quad [\text{W}/\text{m}^2]; \quad (16.41)$$

— pentru înfășurarea de înaltă tensiune

$$q_i = \frac{P_{ei}}{cS_{vi}} \quad [\text{W}/\text{m}^2], \quad (16.41, a)$$

unde S_{vj} și S_{vi} sînt ariile tuturor suprafețelor de răcire a înfășurărilor pe o coloană (c , este numărul de coloane), adică ale suprafețelor în contact cu agentul de răcire pentru fiecare din cele două înfășurări, în m^2 (din ariile canalelor de răcire se scad porțiunile ocupate de pene și distanțori — care ocupă cam 0,15—0,20 din ariile canalelor cilindrice). Ariile suprafețelor canalelor radiale (orizontale) se vor reduce la jumătate, eficiența lor fiind micșorată în cazul circulației naturale a agentului de răcire.

Valorile lui q nu trebuie să depășească 1 200 W/m^2 la transformatoarele cu circulație naturală a uleiului și 2 000 W/m^2 la cele cu circulație forțată a uleiului.

La transformatoarele uscate în clasa de izolație F limitele lui q sînt cuprinse între 300—700 W/m^2 (limitele superioare sînt pentru canale cu dimensiuni mai mari).

— **Pierderile totale electrice** sau pierderile la funcționarea în scurt-circuit la curenții nominali

$$P_{kN} = P_{e11} + P_{e12} \quad [\text{W}]. \quad (16.41, b)$$

Valoarea obținută pentru P_{kN} , trebuie să fie apropiată de cea impusă inițial prin datele de proiectare (v. par. 16.1). Dacă diferența este mare, se reconsideră situația, prin schimbarea secțiunii conductoarelor sau dimensiunilor înfășurărilor (abaterile admise sînt indicate în STAS 1703/1-80).

— **Masele conductoarelor** înfășurărilor primară 1 și secundară 2

$$G_{w1,2} = \gamma_{1,2} S_{w1,2} w_{1,2} l_{med1,2} \quad [\text{kg}], \quad (16.42)$$

în care :

$\gamma_{Cu1,2} = 8,9 \cdot 10^{-3} \text{ kg}/\text{cm}^3$, este masa specifică a cuprului;

$\gamma_{Al1,2} = 2,7 \cdot 10^{-3} \text{ kg}/\text{cm}^3$, este masa specifică a aluminiului;

$S_{w1,2}$ — se introduce în cm^2 ;

$l_{med1,2}$ — se introduce în cm.

Pentru w_1 se consideră w_{1T} , dat de relația (16.10, b).

16.4.2. PIERDERILE ÎN FIER ȘI CURENTUL DE FUNCȚIONARE ÎN GOL

Masa netă a fierului tuturor coloanelor c și, respectiv, tuturor jugurilor j :

— pentru transformatorul monofazat cu două coloane (fig. 16.2, a, c și fig. 16.6, a, b)

$$\begin{aligned} G_{Fec} &= 2 S_c L_c \gamma_{Fe} \quad [\text{kg}]; \\ G_{Fej} &= 2 S_j L_j \gamma_{Fe} \quad [\text{kg}]; \end{aligned} \quad (16.43)$$

— pentru transformatorul monofazat, în manta (fig. 16.3 și fig. 16.6, c)

$$G_{Fec} = S_c L_c \gamma_{Fe} \quad [\text{kg}]; \quad (16.43, a)$$

$$G_{Fej} = 2 S_j (L_c + L_j) \gamma_{Fe} \quad [\text{kg}];$$

— pentru transformatorul trifazat cu trei coloane (fig. 16.2, b)

$$\begin{aligned} G_{Fec} &= 3 S_c L_c \gamma_{Fe} \quad [\text{kg}]; \\ G_{Fej} &= 2 S_j L_j \gamma_{Fe} \quad [\text{kg}], \end{aligned} \quad (16.43, b)$$

în care :

$\gamma_{Fe} = 7,65 \cdot 10^{-3} \text{ kg}/\text{cm}^3$, este masa specifică a fierului tolelor;

L_c, L_j se introduc în cm;

S_c, S_j se introduc în cm^2 .

— **Pierderile în fier**, ale transformatorului care reprezintă și pierderile la funcționarea în gol se calculează cu relația

$$P_0 \approx P_{Fe} = P_{Fec} + P_{Fej} = k_p P_{10/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,3} (B_c^2 G_{Fec} + B_j^2 G_{Fej}) \quad [\text{W}], \quad (16.44)$$

în care :

$k_p \approx 1,03 \dots 1,07$ — dacă secțiunea miezului este în trepte;

$k_p \approx 1,05 \dots 1,15$ — dacă secțiunea miezului este dreptunghiulară;

$P_{10/50}$ este cifra de pierderi specifice a materialului tolelor, din care este făcut miezul magnetic;

$P_{10/50} = 0,45 \text{ W}/\text{kg}$, dacă miezul se face din tablă silicioasă laminată la rece cu cristale orientate și grosime de 0,28—0,35 mm;

$P_{10/50} = 2,3 \text{ W}/\text{kg}$, dacă miezul se face din tablă silicioasă laminată la rece cu cristale neorientate și grosime de 0,5 mm (este cazul miezurilor în manta și din profile E, U, L);

B_c, B_j (vezi relațiile 16.12) se introduc în T.

OBSERVAȚIE. În practica fabricației transformatoarelor s-a constatat că valorile coeficientului de majorare a pierderilor în fier, datorită prelucrărilor prin ștanțare k_p , sînt mult mai mari, ajungînd pînă la $k_p = 1,2 - 1,25$.

— Componenta activă a curentului de funcționare în gol, se obține cu relația

$$I_{0a} = \frac{P_{Fe}}{mU_{1f}} \quad [\text{A}]. \quad (16.45)$$

— Componenta reactivă a curentului de funcționare în gol sau curentul de magnetizare (valoare eficace), se determină din legea circuitului magnetic aplicată pe un contur Γ , corespunzător liniei mediane a cîmpului magnetic util care parcurge atît coloanele și jugurile magnetice, cît și întrefierurile fictive de îmbinare dintre acestea.

Astfel, dacă n_8 este numărul întrefierurilor de îmbinare parcurse de conturul Γ , rezultă:

— pentru transformatorul monofazat cu două coloane

$$I_{0r} = I_{\mu} = \frac{2(H_c L_c + H_j L_j) + n_8 \frac{B_i}{\mu_0} \delta_i}{\sqrt{2} w_1} \quad [\text{A}], \quad (16.46)$$

cu:

$n_8 = 4$, dacă miezul este împachetat din tole simple (de profil I);

$n_8 = 2$, dacă miezul este împachetat din tole de profil L etc.;

— pentru transformatorul monofazat în mantă

$$I_{0r} = I_{\mu} = \frac{H_c L_c + H_j (L_c + L_j) + n_8 \frac{B_i}{\mu_0} \delta_i}{\sqrt{2} w_1} \quad [\text{A}], \quad (16.46, a)$$

cu:

$n_8 = 4$, dacă miezul este împachetat din tole E și I (fig. 16.6, c);

$n_8 = 1$, dacă miezul este împachetat din tole ca în figura 16.3, b);

— pentru transformatorul trifazat cu trei coloane (pentru coloanele extreme)

$$I_{0r} = I_{\mu} = \frac{H_c L_c + H_j L_j + n_8 \frac{B_i}{\mu_0} \delta_i}{\sqrt{2} w_1} \quad [\text{A}] \quad (16.46, b)$$

(pentru coloana din mijloc nu se mai ia produsul $H_j L_j$),

cu $n_8 = 2$, pentru miezurile feromagnetice în construcție normală,

în care:

H_c , H_j sînt intensitățile cîmpului magnetic în coloană și, respectiv, în jugul miezului feromagnetic, în A/cm. Valorile lor se iau din curba de magnetizare $B = f(H)$ a tolelor din care este făcut miezul, pentru inducțiile magnetice respective B_c și B_j . Pentru tabla silicioasă laminată la rece cu cristale orientate de 0,28—0,35 mm grosime, această curbă este (sub formă de tabel) indicată în anexa 4, iar pentru tabla laminată la rece cu cristale neorientate de 0,5 mm grosime, în anexa 2;

L_c , L_j se introduce în cm;

δ_i este lungimea întrefierului fictiv a rostului de îmbinare dintre tolele coloanelor și jugurilor, în m. În cazul miezurilor din tole cu cristale orientate de 0,35 mm, la o îmbinare prin întrefesere și la valori obișnuite ale inducției magnetice maxime în coloană $B_c \leq 1,7 \text{ T}$ [25];

$\delta_i = (0,02 - 0,04) \cdot 10^{-3} \text{ m}$ (valorile mai mici se iau la îmbinarea sub un unghi de 45°).

În cazul miezurilor din tole cu cristale neorientate de 0,5 mm grosime, la o îmbinare prin întrefesere sub un unghi drept și valori ale inducției maxime în coloană $B_c \leq 1,1 \text{ T}$ [25];

$\delta_i \leq 0,02 \cdot 10^{-3} \text{ m}$ (valorile mai mici se iau în cazul utilizării tolelor profil E , U etc., pentru care numărul rosturilor de îmbinare dintre tole este mai mic);

B_i este amplitudinea inducției magnetice în întrefierul fictiv de îmbinare, în T, care se determină din condiția conservării fluxului magnetic, adică:

$$B_i = \frac{B_c S_c}{S_i} = B_c \cos \alpha,$$

deoarece secțiunea de îmbinare

$$S_i = \frac{S_c}{\cos \alpha}$$

unde, α este unghiul de îmbinare al tolelor față de orizontală (la îmbinarea sub unghi drept, $\alpha = 0$);

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}.$$

OBSERVAȚIE. Dacă în locul caracteristicii de magnetizare $B = f(H)$, firma furnizoare a tablei silicioase utilizată pentru miezul feromagnetic, indică puterea specifică de magnetizare q_0 , în VAR/kg, la diferite inducții magnetice și frecvențe, atunci I_{0r} se determină cu relația (16.45), dar în locul lui P_{Fe} se ia puterea reactivă necesară magnetizării miezului Q_0 , pentru întreaga masă a acestuia [4]

$$Q_0 = k_{0\mu} (q_{0c} G_{Fe c} + q_{0j} G_{Fe j}) \quad [\text{VAR}] \quad (16.46, c)$$

cu:

$k_{0\mu} = 1,05 - 1,12$, pentru îmbinările coloanelor cu jugurile sub un unghi drept;

$k_{0\mu} = 1,25 - 1,30$, pentru îmbinările sub unghiul $\alpha = 45^\circ \pm 15^\circ$.

— Curentul (total) la funcționarea în gol a transformatorului (valoare eficace)

$$I_{10} = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0r}^2} \quad [\text{A}] \quad (16.47)$$

sau în procente din curentul nominal absorbit de transformator

$$I_{10} [\%] = \frac{I_{10}}{I_{1N}} 100 \quad [\%]. \quad (16.47, a)$$

Valoarea obținută se compară cu cea impusă inițial prin datele de proiectare, de care trebuie să fie apropiată. Dacă diferența este mare se poate acționa, în sensul apropiării lor, asupra dimensiunilor miezului.

În mod normal, valorile lui I_{10} [%] pentru miezul feromagnetic din tablă silicioasă cu cristale orientate este sub 1,5%, iar pentru cel din tablă silicioasă cu cristale neorientate sub 3%.

16.5. TENSIUNEA DE SCURT-CIRCUIT

— Componenta activă a tensiunii de scurtcircuit se determină cu relația

$$u_{ka} = \frac{P_{kN}}{S_N} 100 \text{ [%]}, \quad (16.48)$$

— Componenta reactivă a tensiunii de scurtcircuit:

— pentru înfășurările cilindrice și concentrice

$$u_{kr} = \frac{2\pi\mu_0 f w_1 I_1 l_m \delta' k_R}{e_1 H_B} k_R 100 \text{ [%]}, \quad (16.49)$$

în care:

— lățimea echivalentă a canalului de scăpări este (fig. 16.8)

$$\delta' = a_{ji} + \frac{a_{ja} + a_{ia}}{4} + \frac{a_j + a_i}{3} \text{ [cm]} \quad (16.49, a)$$

a_{ja} și a_{ia} , fiind lățimile canalelor de răcire (fig. 16.10, c și fig. 16.27, c);

— lungimea medie echivalentă a spirelor celor două înfășurări

$$l_m = \pi \left[D_c + 2a_{mj} + a_{ji} + \frac{a_i + a_{ia} + 3(a_j + a_{ja})}{2} \right] \text{ [m]}. \quad (16.49, b)$$

Dacă una din înfășurări sau ambele înfășurări nu sînt prevăzute cu canale axiale de răcire, atunci în relațiile (16.49, a și b) termenii a_{ja} sau/și a_{ia} se iau egali cu zero;

— coeficientul lui Rogowski

$$k_R = 1 - \frac{a_j + a_i + a_{ji}}{\pi H_B}. \quad (16.49, c)$$

În cazul cînd cele două înfășurări ale transformatorului au solenațiile nesimetrice (fig. 16.40), atunci în relația (16.49) se introduce înălțimea H_B cu valoarea cea mai mare (în cm), care de regulă este pentru joasă tensiune, iar corectarea nesimetriilor se face cu factorul

$$k_a = 1 + \frac{x^2 H_B}{r \delta' k_R}, \quad (16.49, d)$$

unde:

$$x = \frac{H_x}{H_B} \text{ (v. fig. 16.40);}$$

$r = 3$ — pentru cazurile din figura 16.40, b și c;

$r = 0,75$ — pentru cazul din figura 16.40, d.

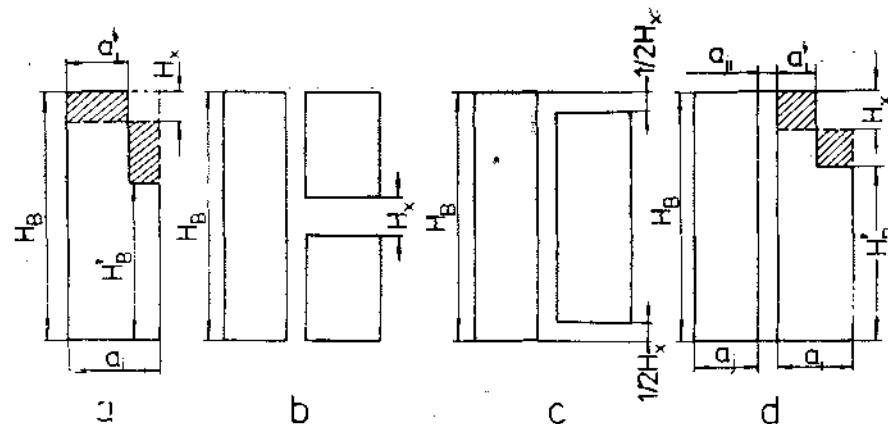


Fig. 16.40. Asimetrii posibile la înfășurările transformatoarelor.

De asemenea, pentru cazurile din figura 16.40, a și d

$$H_x = \frac{a_i - a'_i}{a_i} (H_B - H_B'); \quad (16.50, a)$$

— pentru înfășurările alternate simetric (fig. 16.31)

$$u_{kr} = \frac{2\pi\mu_0 f w_1 I_1 l_{med} \delta' k_R}{2 p b c_1} 100 \text{ [%]}, \quad (16.50, b)$$

unde (fig. 16.31)

$$\delta' = a_{ji} + \frac{h_j + h_i}{3} \text{ [cm]}; \quad (16.50, a)$$

$$k_R = 1 - \frac{2a_{ji} + h_j + h_i}{2\pi b}; \quad (16.50, b)$$

$l_{med} = \pi D_m$ [m], este chiar lungimea medie a spirelor celor două înfășurări (a galeților);

b — grosimea radială a galeților (fig. 16.31), în cm;

p — numărul de perechi de galeți întregi ai înfășurărilor (1 pereche = 1 galeț de j.t. + 1 galeț de i.t.). De exemplu, în figura 16.31, a și b, rezultă $p = 2$.

— Tensiunea de scurtcircuit

$$u_k = \sqrt{u_{ka}^2 + u_{kr}^2} \text{ [%]}, \quad (16.50, c)$$

trebuie să fie pe cît posibil egală cu cea dată prin tema de proiectare, abaterea trebuind să se încadreze în valorile impuse de STAS 1703/1-80 (v. tab. 3.8).

Dacă valoarea calculată depășește abaterea admisă, se impun modificări în dimensionarea înfășurărilor, știut fiind faptul că ponderea cea mai mare o are componenta reactivă.

Se poate astfel acționa, după caz, fie asupra înălțimii bobinei, modificînd dimensiunile conductoarelor, a canalelor și a numărului de spire pe strat, fie prin schimbarea tipului de înfășurare, dacă acest lucru este în concordanță cu pierderile în înfășurări și densitatea de suprafață q a pierderilor.

16.6. CARACTERISTICILE DE FUNCȚIONARE

La un transformator, în special la cele de putere utilizate în rețelele de distribuție, este indicat a se determina prin calcul, caracteristicile de funcționare în sarcină, dintre care mai importante sînt caracteristicile externe și ale randamentului.

16.6.1. CARACTERISTICILE EXTERNE

Caracteristicile externe reprezintă variația tensiunii secundare U_2 , în funcție de variația curentului secundar I_2 , cînd tensiunea primară U_1 și factorul de putere al sarcinii $\cos \varphi_2$, sînt constanți.

Este important de observat aceste caracteristici pentru diferite valori ale lui $\cos \varphi_2$ în funcție de caracterul sarcinii.

Aceste caracteristici se pot determina atât în valori absolute, cît și în procente. Astfel, pornind de la relația care definește căderea de tensiune secundară în procente

$$\Delta U_2 [\%] = \frac{U_{20} - U_2}{U_{20}} 100$$

se obține, în unități relative

$$\frac{U_2}{U_{20}} = 1 - \frac{\Delta U_2 [\%]}{100} = f(\beta), \text{ pentru } U_1 = \text{constant și } \cos \varphi_2 = \text{constant}, (16.51)$$

în care :

$\beta = I_2/I_{2N}$, este valoarea relativă a sarcinii secundare ;

$\Delta U_2 [\%]$ — căderea de tensiune secundară, în procente, dată de relația

$$\Delta U_2 [\%] = \beta(u_{ka} \cos \varphi_2 + u_{kr} \sin \varphi_2) + \frac{\beta^2}{200} (u_{kr} \cos \varphi_2 - u_{ka} \sin \varphi_2)^2 [\%], (16.51, a)$$

unde componentele tensiunii de scurtcircuit u_{ka} și u_{kr} , sînt în procente.

Dacă nu se indică prin temă factorul de putere al sarcinii secundare, atunci caracteristicile se determină pentru $\cos \varphi_2 = 1$, $\cos \varphi_2 = 0,7$ inductiv și $\cos \varphi_2 = 0,7$ capacativ.

16.6.2. CARACTERISTICILE RANDAMENTULUI

Caracteristicile randamentului reprezintă valorile randamentului transformatorului, în funcție de valoarea relativă a sarcinii secundare, cînd tensiunea primară U_1 și factorul de putere al sarcinii $\cos \varphi_2$ sînt constante, adică

$$\eta = \frac{\beta S_N \cos \varphi_2}{\beta S_N \cos \varphi_2 + \beta^2 P_{kN} + P_0}, \text{ la } U_1 = \text{constant și } \cos \varphi_2 = \text{constant}, (16.52)$$

unde, P_{kN} sînt pierderile electrice totale în înfășurări la sarcină nominală (v. rel. 16.41, b).

Capitolul 17. CALCULUL MECANIC AL TRANSFORMATORULUI

Din punct de vedere mecanic, elementele componente ale transformatorului sînt solicitate în primul rînd de forțele electrodinamice care apar în cazul scurtcircuitelor și în al doilea rînd atît de forțele necesare strîngerii miezului cît și de greutatea părții decuvabile (ansamblu miez bobinat + capacul cuvei cu toate accesoriile pe el).

17.1. VERIFICAREA ÎNFĂȘURĂRILOR LA ACȚIUNEA FORTELOR ELECTRODINAMICE

În cazul scurtcircuitului, înfășurările transformatorului, reprezintă două sisteme de conductoare paralele parcurse de curenți în sensuri contrare (neglijînd curentul de funcționare în gol, cele două solenații — primară 1 și secundară 2 — sînt considerate egale în valoare absolută, dar de sensuri contrare. Acest lucru rezultă din ecuația solenațiilor transformatorului $w_1 i_{10} = w_1 i_1 + w_2 i_2$). Deoarece prin înfășurări trec curenți de sens contrar, rezultă că între cele două înfășurări apar forțe de respingere (v. fig. 17.1). În schimb, elementele aceleiași înfășurări, fiind parcurse de un curent de același sens se atrag între ele formînd așa-zisele forțe interioare F_i , care tind să comprime înfășurările în direcție axială.

Forțele electrodinamice de respingere dintre înfășurări ($F_1 = -F_2$), așa cum se indică și în figura 17.1, a, se pot descompune în două componente :

— forțele radiale F_r , care acționează astfel încît caută să întindă înfășurarea exterioară și s-o comprime pe cea interioară (fig. 17.1, b) ;

— forțele axiale F_a , care tind să deplaseze înfășurările în direcție axială, acționînd deci și asupra elementelor de consolidare axială a înfășurărilor.

Cum se observă din figura 17.1, a, forțele axiale dintre înfășurări apar numai în cazul cînd între solenațiile celor două înfășurări există neșimetrii axiale (adică înălțimile celor două solenații nu sînt egale). De aceea, pentru

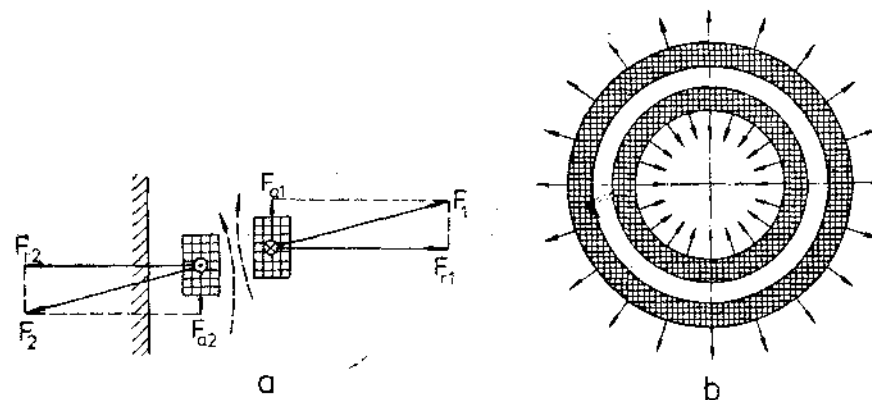


Fig. 17.1. Forțele electrodinamice care acționează asupra înfășurărilor transformatorului : a — cazul general și descompunerea forței în forțe radiale și axiale ; b — acțiunea forțelor radiale asupra celor două înfășurări.

înlăturarea forțelor axiale sau reducerea lor, se caută ca în timpul funcționării transformatorului, aceste nesimetrii (introduse de cele mai multe ori de treptele de reglaj al tensiunii) să fie cât mai mici.

Forțele electrodinamice există și în cazurile de funcționare normală la sarcină nominală, dar ele sînt mici și de aceea nu sînt luate în considerare. La scurtcircuit însă aceste forțe sînt de sute și chiar mii de ori mai mari și pot produce avarii transformatorului (ele depind de valoarea maximă adică de amplitudinea curentului, nu de valoarea eficace).

Curentul de șoc, la scurtcircuit brusc la bornele secundare (adică cel mai mare vîrf al curentului sau cea mai mare amplitudine) este

$$I_{km} = k_A \frac{100\sqrt{2} I_{1N}}{u_A} \quad [\text{A}] \quad (17.1)$$

unde :

$k_A = 1 + e^{-\pi u_{ko}/u_{kr}}$ este coeficientul de mărire a curentului datorită componentei aperiodice. Valorile lui k_A pot fi approximate și în limitele :

$k_A = 1,2-1,3$ pentru transformatoarele de putere mică ;
 $k_A = 1,5-1,7$ pentru transformatoarele de putere mare ($S_N > 10 \text{ kVA}$) ;
 u_k — se introduce în procente [%].

Forța radială în cazul înfășurărilor concentrice este dată de relația [20]

$$F_r = \mu_0 \frac{(w_1 I_{km})^2 l_{med} k_R}{2H_B} \quad [\text{N}]. \quad (17.2)$$

Forța interioară care acționează în direcție axială asupra fiecărei înfășurări este

$$F_i = -\frac{\delta'}{2H_B} F_r \quad [\text{N}], \quad (17.2, a)$$

deci în valoare absolută, forța F_0 din figura 17.2 este

$$F_0 = |F_i| = \frac{\delta'}{2H_B} F_r \quad [\text{N}], \quad (17.2, b)$$

δ' fiind dat de relațiile (16.49, a) sau (16.50, a).

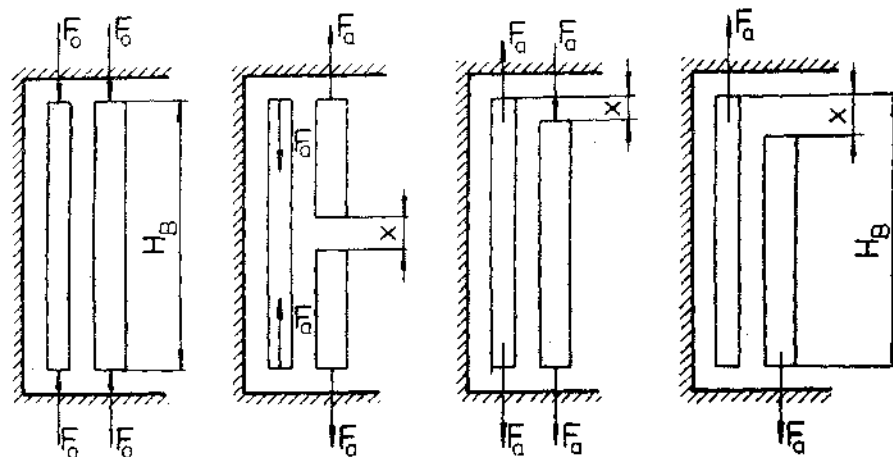


Fig. 17.2. Explicativă la forțele axiale care acționează asupra înfășurărilor transformatorului.

Forța axială, datorită nesimetriei înfășurărilor (dacă înălțimile celor două înfășurări concentrice parcurse de curenți nu sînt egale), se obține cu expresia aproximativă

$$F_a \approx \frac{x}{80} F_r \quad [\text{N}], \quad (17.3)$$

în care :

x este nesimetria relativă a înfășurărilor

$$x = \frac{X}{H_B} 100, \quad (17.3, a)$$

X , fiind nesimetria geometrică a înfășurărilor (v. fig. 17.2).

Efortul unitar la întindere în înfășurarea exterioară (de înaltă tensiune) este

$$\sigma_r = \frac{F_r}{2\pi w_1 s_{w1}} \quad [\text{MPa}] \quad (17.4)$$

cu s_{w1} , în mm^2 ($1 \text{ Pa} = 1 \text{ N/m}^2$; $1 \text{ MPa} = 1 \text{ N/mm}^2$).

Această valoare a lui σ_r nu trebuie să depășească limitele admisibile

$\sigma_{adm} = 30-60 \text{ MPa}$ — pentru cupru ;

$\sigma_{adm} = 22-30 \text{ MPa}$ — pentru aluminiu.

Înfășurarea interioară (de joasă tensiune), este supusă la comprimare ; **efortul unitar** se determină tot cu relația (17.4), în care produsul $w_1 s_{w1}$ se înlocuiește cu produsul $w_2 s_{w2}$. Pentru ca solicitarea înfășurării interioare să fie de compresie pură, adică să nu apară solicitarea la încovoiere pe distanța dintre două pene consecutive, trebuie ca numărul de pene Z_p , de consolidare a înfășurării interioare de miezul feromagnetic (pe circumferința acestuia) să îndeplinească condiția

$$Z_p \geq 2 \sqrt{1 + \frac{1,75 F_r}{E w_2 s_{w2}} \left(\frac{D_{jm}}{2a} \right)^2} \quad (17.5)$$

în care :

D_{jm} este diametrul mediu al înfășurării de joasă tensiune (ΦD_{m2} , în figura 16.8), în mm ;

a — dimensiunea radială a conductorului de secțiune s_{w2} , exprimate în mm, respectiv în mm^2 ;

E — modulul de elasticitate al materialului conductor,

$$E_{Cu} = 1,15 \cdot 10^5 \text{ MPa} \text{ și } E_{Al} = 0,99 \cdot 10^5 \text{ MPa}.$$

Eforturile unitare la compresie datorate forțelor axiale, îndreptate către juguri sau la înfășurările de tip în galeți îndreptate către mijlocul înfășurării, se determină cu relația

$$\sigma_a = \frac{F_a}{a_{1,2} b_a Z_a} \quad [\text{MPa}] \quad (17.6)$$

în care :

$a_{1,2}$ — grosimea înfășurării 1 sau 2 (pentru care se face verificarea), în mm ;

b_a — lățimea distanțorilor din direcția axială (cei din canalele transversale sau cei frontali) a înfășurărilor, în mm ;

Z_a — numărul distanțorilor din direcția axială.

În cazul înfășurărilor de tip cilindric sau stratificat, se determină și efortul unitar de compresiune din cadrul înfășurării (dintre conductoare) cu relația

$$\sigma_a = \frac{F_a}{l_{med1,2} a_{1,2}} \text{ [MPa]}, \quad (17.7)$$

cu $l_{med1,2}$ și $a_{1,2}$ în mm.

Valorile determinate pentru σ_a nu trebuie să depășească limitele admisibile și anume:

$\sigma_{adm} \approx 20$ MPa, pentru transformatoarele cu puteri pînă la 6 000 kVA;

$\sigma_{adm} = 35-40$ MPa, pentru transformatoarele mai mari.

În transformatoarele cu înfășurări alternate, forța cea mai importantă care acționează asupra înfășurărilor (galeților) este cea axială, pentru care se obține expresia [20]:

$$F_0 = \mu_0 \frac{(w_1 I_{km})^2 l_{med} k_R}{2pb} \text{ [N]}, \quad (17.8)$$

în care semnificația termenilor este aceeași ca în relația (16.50) și figura 16.31.

Această forță axială solicită galeții (în special cei de capăt, sau cei din zona de reglaj a tensiunii) la compresiune, iar pe lungimea dintre două distanțoare izolante vecine și la încovoiere.

Astfel, dacă pe lungimea dintre cele două distanțoare vecine, galețul se consideră ca o grindă încastrată la capete (în dreptul distanțorilor) și încărcată uniform pe toată lungimea, atunci momentul maxim de încovoiere este [15]

$$M = \frac{F_0 l^2}{12 l_{med}} \text{ [N mm]}, \quad (17.8, a)$$

unde lungimea dintre două distanțoare vecine este (v. și rel. (17.6))

$$l = \frac{l_{med}}{Z_d} - b_d \text{ [mm]}.$$

Efortul unitar la încovoiere este

$$\sigma = \frac{M}{W} \text{ [MPa]}, \quad (17.8, b)$$

unde W este modulul de rezistență al galețului, în mm³ (de exemplu pentru un galeț din conductor profilat $W = w_g \frac{ab^2}{6}$ [mm³]).

Efortul unitar la încovoiere nu trebuie să depășească 70 MPa pentru cupru și 15–20 MPa pentru aluminiu.

17.2. CALCULUL MECANIC AL SCHELEI METALICE

a) Consolele de presare a jugurilor, executate din oțel profilat (cel mai frecvent profilul U) se calculează la încovoiere datorită forței de presare a jugurilor și tot la încovoiere, însă în direcție axială, datorită forțelor electro-dinamice axiale de scurtcircuit.

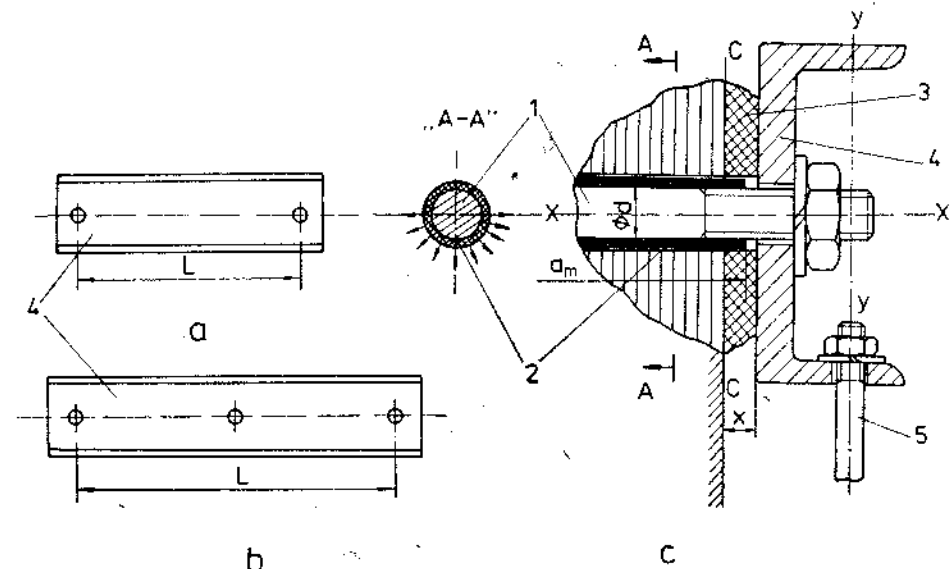


Fig. 17.3. Explicativă la calculul mecanic al schelei metalice:

a — pentru transformatorul monofazat; b — pentru transformatorul trifazat; c — detaliu cu secțiune prin bulonul de strângere; 1 — bulon de strângere; 2 — manșon (tub) izolat; 3 — izolație; 4 — consolă de presare; 5 — tirant (se montează în spațiul dintre înfășurări).

— **Momentul încovoiitor**, corespunzător forței de presare a jugurilor este (v. fig. 17.3):

— pentru transformatorul monofazat

$$M_y = \frac{F_s L}{8} \text{ [N mm]}, \quad (17.9)$$

— pentru transformatorul trifazat

$$M_y = \frac{F_s L}{32} \text{ [N mm]} \quad (17.9, a)$$

unde, forța de presare a jugului este

$$F_s = p_s h_j L \text{ [N]}$$

în care:

$p_s = 0,2-0,6$ MPa, este presiunea necesară strîngerii tolelor jugului.

Valorile mai mari se iau pentru cazuri cînd strîngerea se face cu buloane care trec și prin miez (evident izolate).

În cazul strîngerii numai cu buloane marginale (neizolate) se iau limitele inferioare;

h_j — înălțimea jugului, în mm;

L — distanța dintre buloanele extreme, în mm (fig. 17.3).

— **Efortul unitar la încovoiere** datorită presării

$$\sigma_y = \frac{M_y}{W_y} \leq 100 \text{ MPa}, \quad (17.11)$$

unde W_y este modulul de rezistență al profilului după axa $y-y$, în mm³.

Verificarea consolelor de presare la încovoiere, datorită forțelor axiale de scurtcircuit se face cu relația [3]:

$$\sigma_x = \frac{F_0 L}{12 W_x} \leq 200 \text{ MPa}, \quad (17.11, a)$$

unde W_x , este modulul de rezistență al profilului după axa $x-x$, în mm^3 .

b) **Buloanele de stringere** a consolelor de presare se calculează la întindere datorită forței de presare a jugului și la încovoiere datorită ridicării părții decuvabile (partea care se introduce în cuvă, compusă din ansamblu miez feromagnetic + ansamblu înfășurări + schela metalică); ele trebuie însă verificate și la încovoiere datorită forțelor electrodinamice axiale de scurtcircuit.

— **Efortul unitar** în bulon, datorită forței de presare și greutății părții decuvabile, trebuie să satisfacă relațiile:

— pentru transformatorul monofazat

$$\sigma = 0,5 \frac{F_s}{S_b} + 2,5 \frac{Gx}{d^3} \leq 100 \text{ MPa}; \quad (17.12)$$

— pentru transformatorul trifazat

$$\sigma = 0,187 \frac{F_s}{S_b} + 2,5 \frac{Gx}{d^3} \leq 100 \text{ MPa}, \quad (17.12, a)$$

unde (v. și fig. 17.3):

G este greutatea părții decuvabile, în N ;

F_s — forța de presare, dată de relația (17.10);

d — diametrul bulonului, în mm ;

S_b — aria secțiunii bulonului (la baza filetelui) în mm^2 ;

x — distanța de la jug la consolă (grosimea izolației — poz. 3), în mm ; de obicei $x = 3 \div 5 \text{ mm}$.

Verificarea buloanelor la forța axială de scurtcircuit [20]:

— pentru transformatorul monofazat

$$\sigma = \frac{4,2 F_0 x}{d^3} \leq 200 \text{ MPa}; \quad (17.13)$$

— pentru transformatorul trifazat

$$\sigma = \frac{4,6 F_0 x}{d^3} \leq 200 \text{ MPa}. \quad (17.13, a)$$

c) **Verificarea la strivire a tubului izolant al bulonului** (numai în cazul când buloanele — izolate — trec prin miez):

— la ridicare, datorită greutății părții decuvabile

$$\sigma_{st} = 0,25 \frac{G}{da_m} \leq 20 \text{ MPa}; \quad (17.14)$$

unde a_m , este lungimea manșonului izolant, în mm (fig. 17.3);

— la scurtcircuit, datorită forțelor axiale:

— pentru transformatorul monofazat

$$\sigma_{st(ax)} = \frac{0,42 F_0}{da_m} \leq 40 \text{ MPa}; \quad (17.15)$$

— pentru transformatorul trifazat

$$\sigma_{st(ax)} = \frac{0,46 F_0}{da_m} \leq 40 \text{ MPa} \quad (17.15, a)$$

OBSERVAȚIE. Pentru transformatoarele cu nesimetrii axiale ale înfășurărilor, în relațiile (17.13) și (17.15) în locul lui F_0 se va lua forța F_a , determinată cu relația (17.3).

Capitolul 18. CALCULUL TERMIC AL TRANSFORMATORULUI

Calculul termic al transformatorului se face în funcție de modul de răcire: *cu ulei sau cu aer* (uscat).

Simbolizarea sistemelor uzuale de răcire a transformatoarelor în ulei (cele mai folosite) este făcută funcție de circulația uleiului și a agentului de răcire care preia căldura de la ulei și o cedează mediului ambiant și anume:

NL — circulația naturală a uleiului (N) și mișcare liberă (L) a aerului care răcește cuva;

NS — circulație naturală a uleiului (N) și cuva ventilată prin suflare (S) cu aer;

FL — circulația forțată a uleiului (F) și mișcare liberă (L) a aerului care răcește cuva;

FS — circulație forțată a uleiului (F) și cuva ventilată prin suflare (S) cu aer;

FA — circulație forțată a uleiului (F) și răcirea cu apă (A) a uleiului.

18.1. CALCULUL TERMIC AL ÎNFĂȘURĂRILOR RĂCITE CU ULEI

Creșterea maximă admisă a temperaturii unei înfășurări în raport cu mediul ambiant este determinată de clasa de izolație a transformatorului. La o clasă de izolație dată, căderea de temperatură de la înfășurare la temperatura standard a mediului ambiant este constantă. Această cădere de temperatură poate fi, într-o singură treaptă cum este cazul transformatoarelor uscate în aer, sau în mai multe trepte, cum este cazul transformatoarelor în ulei (fig. 18.1)

ATENȚIE. În lucrare se notează cu θ temperatura și cu θ_0 căderea de temperatură ($\theta_2 - \theta_1$) denumită și *încălzire sau supratemperatură*.

Reprezentarea din figura 18.1 a repartiției temperaturilor și căderilor de temperatură, într-un transformator cu ulei, clarifică și mai mult sensul valorilor din tabelul 18.1.

Tabelul 18.1

Valoriile medii ale căderilor de temperatură
 θ_{mbu} și θ_{muu} , în °C

Mod de răcire	θ_{mbu}	θ_{muu}
NL	22-24	48-46
NS	24-26	46-44
FS și FA	28-30	42-40

Pentru transformatoarele în ulei, izolate în clasa A, la care căderea medie de temperatură între înfășurare și mediul ambiant este de 70°C, se dă în tabelul 18.1 o repartitie orientativă a acestei căderi de temperatură în două trepte: înfășurare-ulei ($\theta_{mbu} = \theta_2 + \theta_3 + \theta_4$) și ulei-mediul ambiant ($\theta_{muu} = \theta_{uc} + \theta_{ca}$), notațiile fiind în concordanță cu cele din figura 18.1.

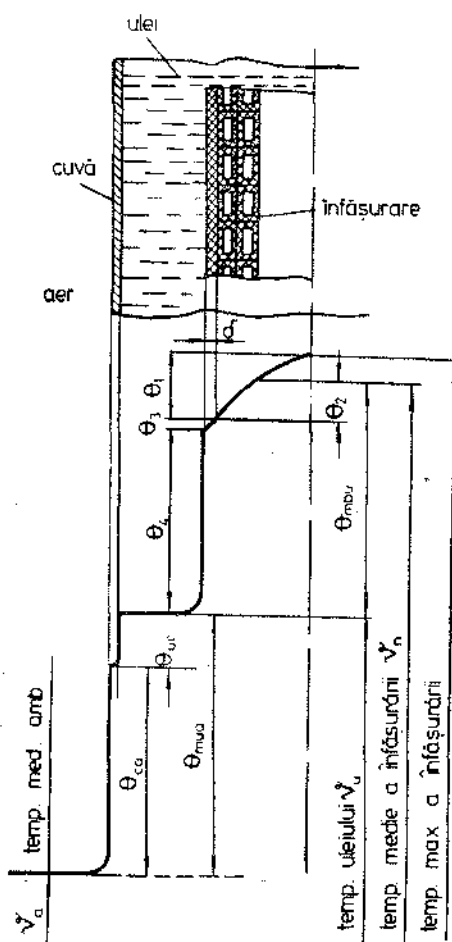


Fig. 18.1. Repartitia căderilor de temperatură de la înfășurare la mediul ambiant, în cazul transformatoarelor în ulei.

A. Căderile de temperatură în înfășurări

Acestea depind de forma bobinelor și a conductoarelor precum și de grosimea și natura materialelor utilizate la izolarea conductoarelor și izolarea straturilor [15].

Calculul se face pentru căderile de temperatură maxime din bobine θ_1 , dar în practică se utilizează căderile medii de temperatură θ_2 ; între aceste căderi de temperatură este relația

$$\theta_2 = \frac{2}{3} \theta_1 \text{ [}^\circ\text{C]}. \quad (18.1)$$

a) În cazul înfășurărilor cilindrice (fig. 16.10) la care fiecare conductor este în contact cu uleiul cel puțin o parte, se poate considera că temperatura medie a bobinei este egală cu cea maximă (fig. 18.1) și deci căderile de temperatură, maximă (θ_1) și medie (θ_2), din interiorul bobinei, sînt nule, adică $\theta_1 = \theta_2 = 0$; căderea de temperatură a bobinei este, în acest caz, egală numai cu căderea de temperatură în izolarea conductorului de pe partea care vine în contact cu agentul de răcire și se determină cu relația

$$\theta_3 = q \frac{\delta}{\lambda_{iz}} \cdot 10^{-4} \text{ [}^\circ\text{C]}. \quad (18.2)$$

în care:

- δ este grosimea izolației conductorului, pe o parte, în cm;
- λ_{iz} — conductibilitatea termică a materialului izolan, în W/cm °C, care se ia din tabelul 18.2;
- q — densitatea de suprafață a pierderilor în bobina considerată, în W/m². Valoarea lui q se determină pentru fiecare bobină în parte (v. relațiile 16.41), însă în relația (18.2) se introduce valoarea cea mai mare. Pierderile în bobină P_b de la numărul relațiilor (16.41) sînt:

— pentru cazurile din figura 16.10, a și b

$$P_b = P_{el};$$

— pentru cazul din figura 16.10, c

$$P_b = 0,5 P_{el},$$

notațiile fiind cele de la paragraful 16.4.1 (v. rel. 16.40).

Tabelul 18.2

Conductibilitatea termică a principalelor materiale izolante folosite la transformatoarele în ulei

Material	λ [W/cm°C]
Bandă de bumbac lăcuită	0,0027
Bandă de pînză bachelizată	0,0027
Țesătură lăcuită	0,0025
Hîrtie uscată	0,0012
Hîrtie impregnată în ulei	0,0014
Hîrtie impregnată în lac	0,0017
Prespan	0,0017
Carton impregnat în lac	0,0014

Aria suprafețelor de cedare a căldurii pentru bobina considerată, se determină, scăzînd din aria suprafețelor cilindrice, aria suprafețelor acoperite de pene, cu luarea în considerare a lățimii c_t a penelor pentru fiecare parte. Astfel, pentru o parte a bobinei, aria ocupată de pene va fi

$$S_{p1} = Z_p H_{BC1} \text{ [m}^2\text{]}. \quad (18.3)$$

b) În cazul bobinelor stratificate (fig. 16.27) de grosime a_b , a_i sau a , și a celor secționate fără canale radiale (fig. 16.25), valoarea maximă a temperaturii bobinei este la 0,5 a_b cînd răcirea se face pe ambele părți. În acest caz, căderea maximă de temperatură în bobină se determină cu relația

$$\theta_1 = \frac{pa_b^2}{8\lambda_m} \text{ [}^\circ\text{C]}. \quad (18.4)$$

(pentru galeți prin a_b se înțelege grosimea galețului a_g (fig. 16.25).

În cazul cînd bobinele stratificate sînt bobinate direct pe cilindrul izo-
lant și au numai o singură suprafață de răcire, atunci valoarea maximă a
temperaturii se află la $0,75 \cdot a_b$ față de canalul de răcire, iar căderea maximă
de temperatură în bobină este dată de relația

$$\theta_1 = 0,28 \frac{\rho a_b^2}{\lambda_m} [^\circ\text{C}]. \quad (18.4, a)$$

În relațiile (18.4) și (18.4, a), a_b se ia în cm, iar ceilalți termeni sînt:
 p — pierderile specifice produse într-un cm^3 de material activ din în-
fășurări, în W/cm^3 , care se determină cu relațiile:
— pentru conductor rotund

$$p = k_0 \frac{J^2 d^2}{(d' + \delta_s) d'} \cdot 10^{-2} [\text{W/cm}^3]; \quad (18.5)$$

— pentru conductor profilat

$$p = k_p \frac{J^2 ab}{(a' + \delta_s) b'} \cdot 10^{-2} [\text{W/cm}^3], \quad (18.5, a)$$

în care dimensiunile a , a' , b , b' și d , d' ale conductoarelor se iau în cm;

δ_s — grosimea izolației dintre straturi, în cm;

J — densitatea de curent, în A/mm^2 . Constantele de material au pen-
tru cupru valorile $k_0 = 1,68$ și $k_p = 2,14$ iar pentru aluminiu, $k_0 = 2,71$ și
 $k_p = 3,44$;

λ_m — conductibilitatea termică medie, în $\text{W/cm}^\circ\text{C}$ a înfășurărilor
care se determină cu relațiile [15]:

— pentru conductor rotund

$$\lambda_m = \lambda_i \left(\frac{d}{2\delta + \delta_s} + \frac{2\delta + \delta_s}{d' + \delta_s} \right) [\text{W/cm}^\circ\text{C}]; \quad (18.6)$$

— pentru conductor profilat

$$\lambda_m \approx \lambda_i \frac{(a' + \delta_s)b}{(2\delta + \delta_s)b'} [\text{W/cm}^\circ\text{C}], \quad (18.6, a)$$

în care:

$$\lambda_i = \frac{\lambda \lambda_s (2\delta + \delta_s)}{\lambda_s 2\delta + \lambda \delta_s} [\text{W/cm}^\circ\text{C}], \quad (18.6, b)$$

este conductibilitatea termică echivalentă a izolației;

λ — conductibilitatea termică a izolației conductorului, în $\text{W/cm}^\circ\text{C}$;

λ_s — conductibilitatea termică a materialului izolant dintre straturi,
în $\text{W/cm}^\circ\text{C}$;

d' , a' și b' sînt dimensiunile conductoarelor izolate, în cm;

d , a și b — dimensiunile conductoarelor neizolate, în cm;

$2\delta = d' - d$, respectiv $2\delta = a' - a = b' - b$, în cm, este grosimea
bilaterală a izolației conductorului.

În cazul cînd izolația dintre straturi δ_s nu se consideră, în relațiile (18.6),
(18.6, a) și (18.6, b) se ia $\delta_s = 0$.

Conductibilitățile termice ale materialelor izolante utilizate, λ și λ_s ,
se iau din tabelul 18.2.

c) În cazul înfășurărilor spiralate și a celor de tipul în galeți, cu canale
radiale (fig. 16.15, 16.20 și 16.26), la care elementul de bază — spira sau ga-

letul — cedează căldură atît prin suprafețele verticale, cît și prin cele ori-
zontale, căderea maximă de temperatură se calculează cu relația

$$\theta_1 = \frac{\rho a_b^2}{8 \left(\lambda_{mx} + \lambda_{my} \frac{a_b^2}{h_b^2} \right)} [^\circ\text{C}] \quad (18.7)$$

în care, în afara notațiilor cunoscute, h_b este înălțimea galețului în cm.

Conductibilitatea termică medie în direcția radială λ_{mx} , se determină
cu relația (18.6), pentru conductoarele rotunde și cu relația (18.6, a), pentru
conductoarele profilate.

Conductibilitatea termică medie în direcția axială λ_{my} se determină cu
aceleași relații, însă în care se schimbă b cu a , a' cu b' și b' cu a' .

B. Căderile medii de temperatură între suprafața bobinelor și mediul de răcire

Acestea se determină pe baza unor relații semiempirice, reieșite din
practică.

a) În cazul înfășurărilor cilindrice sau stratificate răcite cu ulei și
realizate din conductoare profilate sau rotunde, căderea medie de tempera-
tură între suprafața bobinei și ulei se determină cu relația

$$\theta_4 = 0,285 q^{0,6} [^\circ\text{C}], \quad (18.8)$$

în care q este densitatea de suprafață a pierderilor din bobina considerată,
în W/m^2 .

Relația (18.8) este valabilă numai dacă lățimile canalelor verticale nu
au valorile mai mici decît cele indicate în paragraful 16.3.3 punctul B.

b) În cazul înfășurărilor spiralate și a celor de tipul în galeți cu canale
orizontale, răcite cu ulei și realizate din conductoare profilate sau rotunde,
căderea medie de temperatură între suprafața bobinei și ulei, se determină
cu relația semiempirică

$$\theta_4 = 0,35 k_1 k_2 k_3 q^{0,6} [^\circ\text{C}], \quad (18.9)$$

în care:

— factorul k_1 depinde de sistemul de răcire al transformatorului și are
valorile: $k_1 = 1$, 0 pentru sistemul NI , $k_1 = 0,9$ pentru NS și $k_1 = 0,7$
pentru FS (vezi simbolizările la începutul cap. 18);

— factorul k_2 ține seama de posibilitățile de circulație verticală a ulei-
ului și are valoarea $k_2 = 1$, 0 pentru suprafețele exterioare de la înalta tensiune
și $k_2 = 1,1$ pentru înfășurările interioare ale joasei tensiuni;

— factorul k_3 ține seama de posibilitățile de circulație ale uleiului în
canalele orizontale și se dă în tabelul 18.3 funcție de raportul dintre înălțimea
bobinei (galețului) și grosimea radială a bobinei.

Tabelul 18.3

Valoarea factorului k_3 din relația (18.9) în funcție de raportul
dintre înălțimea bobinei (galețului) h_b și grosimea ei radială a_b
(pentru galeț a_g)

h_b/a_b	0,07—0,08	0,08—0,09	0,1	0,11—0,12	0,13—0,14	0,15—0,19	2
k_3	1,1	1,05	1,0	0,95	0,9	0,85	0,8

c) În toate cazurile studiate, căderile medii de temperatură dintre înfășurare și ulei, date de relația

$$\theta_{mbu} = \theta_2 + \theta_3 + \theta_4 \text{ } [^{\circ}\text{C}], \quad (18.10)$$

nu trebuie să se abată mult de la valorile indicate în tabelul 18.1. Creșterea căderii de temperatură θ_{mbu} peste limitele din tabel și scăderea corespunzătoare a căderii de temperatură ulei-mediul ambiant atrage după sine o diminuare a posibilității de supraîncărcare a transformatorului și, totodată, o creștere a suprafețelor de cedare a căldurii către mediul ambiant; o valoare mai mică a lui θ_{mbu} are efecte contrare, dar necesită o dimensionare mai largă a înfășurărilor.

18.2. CALCULUL TERMIC AL MIEZULUI RĂCIT CU ULEI

Calculul termic al miezului feromagnetic se limitează la estimarea căderii maxime de temperatură dintre miez și ulei, θ_{maxfu} care are influență asupra îmbătrînirii uleiului și a izolației dintre tole. Această cădere de temperatură se estimează cu relația semiempirică [15]

$$\theta_{maxfu} = \theta' \frac{\theta_4'' + 1,5\theta_1''}{\theta' + \theta_4'' + 1,5\theta_1''} \text{ } [^{\circ}\text{C}], \quad (18.11)$$

în care :

$$\theta' = \theta_1' + \theta_4' \text{ } [^{\circ}\text{C}];$$

$$\theta_1' = \frac{pa^2}{8\lambda_l} \text{ } [^{\circ}\text{C}];$$

$$\theta_4' = \frac{pa}{2\alpha_{conv}} \text{ } [^{\circ}\text{C}]; \quad (18.11, a)$$

$$\theta_1'' = \frac{pb^2}{8\lambda_t} \text{ } [^{\circ}\text{C}];$$

$$\theta_4'' = \theta_4' \frac{b}{a} \text{ } [^{\circ}\text{C}],$$

sînt temperaturi fictive de calcul, unde :

— dimensiunile echivalente a și b ale secțiunii miezului feromagnetic (fig. 18.2) se iau în cm;

— coeficientul de transmisie prin convecție a căldurii $\alpha_{conv} \approx 100 \text{ W/m}^2 \text{ } ^{\circ}\text{C} = 0,01 \text{ W/cm}^2 \text{ } ^{\circ}\text{C}$;

— conductibilitatea termică longitudinală a pachetului λ_l și cea transversală față de tole λ_t , în $\text{W/cm}^{\circ}\text{C}$, se iau din tabelul 18.4;

Tabelul 18.4

Valorile conductibilităților termice λ_l și λ_t

Material	λ_l [W/cm °C]	λ_t [W/cm °C]
Tablă laminată la rece izolată cu carlit	0,19—0,21	0,26—0,03
Tablă laminată la cald (3—4% Si) și izolată cu lac (20 μm)	0,20	0,028
Tablă laminată la cald (1,8—2,3% Si)	0,26—0,3	—
— izolată cu lac		0,043
— izolată cu hirtie		0,025

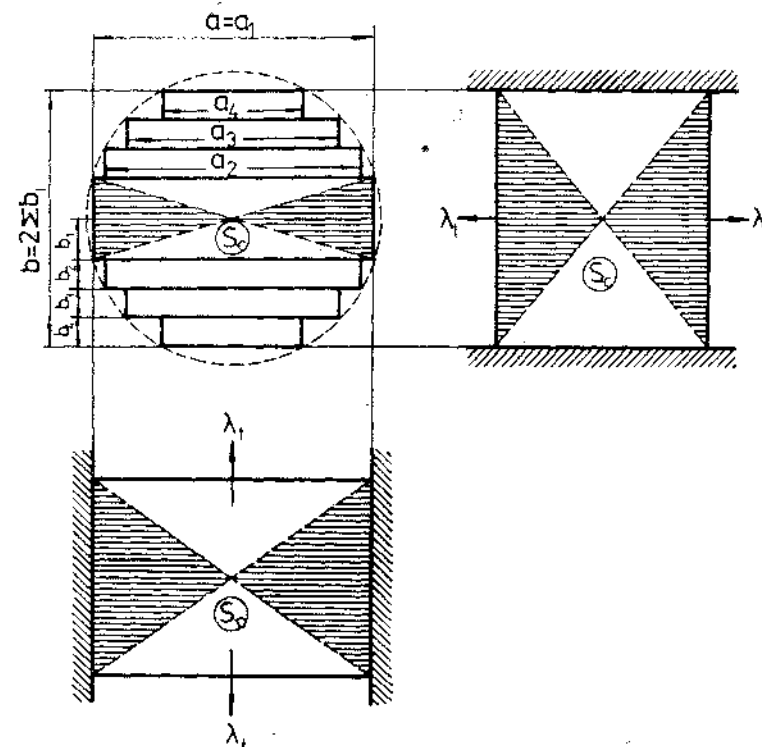


Fig. 18.2. Dimensiunile echivalente ale coloanei (cu secțiunea netă de fier S_c), care păstrează și aceleași arii de cedare a căldurii prin suprafețele longitudinale și transversale, față de tole.

— pierderile pe unitatea de volum se determină cu relația

$$p = p_{Fe} \gamma_{Fe} k_{Fe} \text{ } [\text{W/cm}^3], \quad (18.12)$$

în care :

p_{Fe} sînt pierderile specifice, în W/kg , corespunzătoare inducției magnetice din miez, date de relația (vezi și rel. 16.44)

$$p_{Fe} = k_p p_{10/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,3} B_c^2 \text{ } [\text{W/kg}]; \quad (18.12, a)$$

$$\gamma_{Fe} = 7650 \text{ kg/m}^3 = 7,65 \cdot 10^{-3} \text{ kg/cm}^3,$$

iar k_{Fe} are valoarea din relația (16.4).

Căderea de temperatură θ_{maxfu} nu este limitată prin norme, dar pentru a nu conduce la îmbătrînirea uleiului în timp, se recomandă să nu depășească $30-35^{\circ}\text{C}$.

18.3. CALCULUL CĂDERII DE TEMPERATURĂ DINTRE PERETELE CUVEI CU ULEI ȘI AERUL DIN EXTERIOR

Pentru calculul căderii de temperatură dintre peretele cuvei și aer θ_{ca} sînt necesare stabilirea suprafețelor de cedare a căldurii prin convecție și prin radiație. Determinarea acestora nu se poate face decît prin iterație, pornind

de la unele date considerate a fi cât mai apropiate de realitate. Apoi, având pe θ_{ca} , aria suprafeței de radiație S_r și aria suprafeței de convecție S_{co} , se pot scrie relațiile de verificare a evacuării pierderilor din transformator:

$$\begin{aligned} P_r &= \alpha_r \theta_{ca} S_r \text{ [W]}; \\ P_{co} &= \alpha_{co} \theta_{ca} S_{co} \text{ [W]}; \\ P_r + P_{co} &= 1,05 (P_k + P_0) \text{ [W]}. \end{aligned} \quad (18.13)$$

A. Estimarea căderii de temperatură dintre cuvă și aer θ_{ca}

Se determină într-o primă aproximație cu relația

$$\theta_{ca} \leq \vartheta_N - \vartheta_a - \theta_{uc} - \theta_{mbu} \text{ [}^\circ\text{C]}, \quad (18.14)$$

în care:

- temperatura nominală a înfășurării ϑ_N este stabilită de clasa de izolație a transformatorului și pentru clasa A, $\vartheta_N = 105^\circ\text{C}$;
- căderea de temperatură θ_{mbu} este dată de relația (18.10), pe baza elementelor calculate;

— căderea de temperatură θ_{uc} variază între 5°C și 6°C .

Pentru valorile menționate în cazul clasei de izolație A și temperatura mediului ambiant $\vartheta_a = 35^\circ\text{C}$, relația (18.14) devine

$$\theta_{ca} \leq 65^\circ\text{C} - \theta_{mbu} \text{ [}^\circ\text{C]}. \quad (18.14, a)$$

Dacă se ține seama de variația temperaturii uleiului și a bobinelor pe verticală, pentru a nu se depăși temperatura de lucru corespunzătoare clasei A de izolație, se constată că temperatura maximă a uleiului depășește cu cel puțin 10°C temperatura medie, și relația (18.14, a) trebuie scrisă sub forma

$$\theta_{ca} \leq 55^\circ\text{C} - \theta_{mbu} \text{ [}^\circ\text{C]}. \quad (18.14, b)$$

B. Aria suprafeței de radiație a transformatorului

Este definită de figura 18.3 și se poate aprecia luând ca bază dimensiunile cuvei și anume (fig. 18.4):

- pentru cuvele dreptunghiulare

$$S_r = k S_{cv} = 2(A + B) H_{cv} k \cdot 10^{-4} \text{ [m}^2\text{]}; \quad (18.15)$$

- pentru cuvele ovale

$$S_r = k S_{cv} = [2(A - B) + \pi B] H_{cv} k \cdot 10^{-4} \text{ [m}^2\text{]}, \quad (18.15, a)$$

în care dimensiunile A , B și H_{cv} (fig. 18.4) sînt în cm, iar factorul k are valorile: $k = 1$ pentru cuvele netede; $k = 1,2-1,5$ pentru cuvele cu pereți ondulați sau cu țevi și $k = 1,5-2$ pentru cuvele cu radiatoare (S_{cv} este aria suprafeței cuvei propriu-zise).

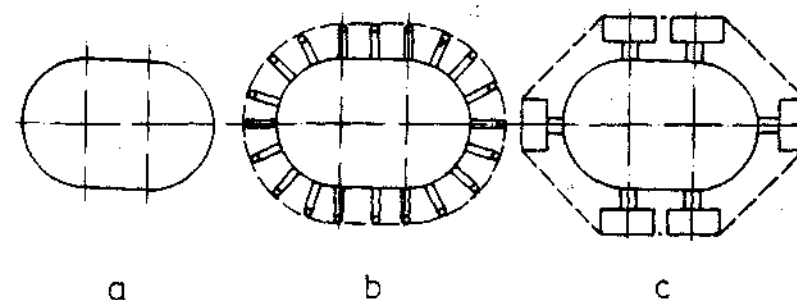


Fig. 18.3. Suprafețele echivalente de radiație ale cuvelor:
a — cuvă cu pereți netezi ($S_{cv} = S_r$); b — cuvă cu țevi; c — cuvă cu radiatoare. Suprafețele de radiație sunt indicate cu linie întreruptă.

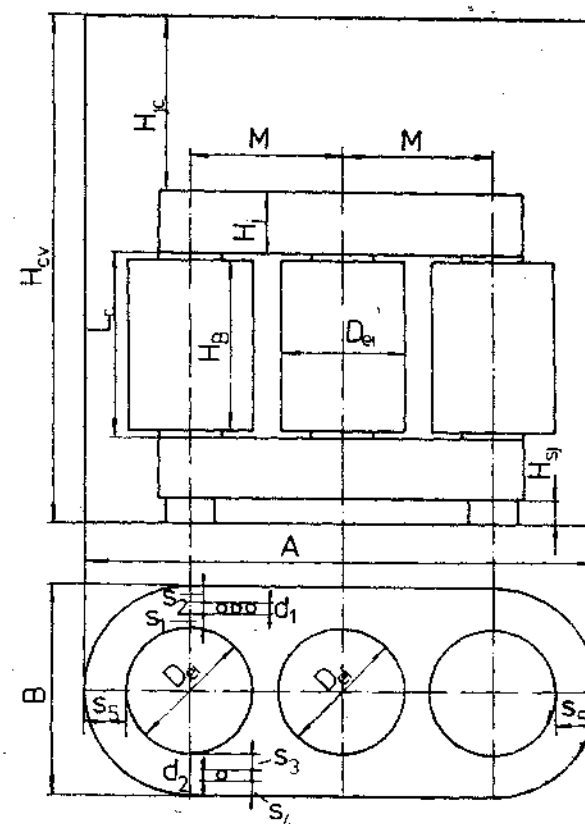


Fig. 18.4. Dimensiunile cuvei transformatorului în ulei.

Dimensiunile cuvei, pentru transformatoarele în ulei, cu tensiunile nominale ale înfășurării de înaltă tensiune pînă la 60 kV, se determină, conform figurii 18.4 cu relațiile:

$$\begin{aligned} A &= 2M + D_{ei} + 2s_5 \text{ [mm]}; \\ B &= D_{ei} + s_1 + s_2 + d_1 + s_3 + s_4 + d_2 \text{ [mm]}; \\ H_{cv} &= L_c + 2H_j + H_{jc} + H_{sj} \text{ [mm]}, \end{aligned} \quad (18.16)$$

unde:

— valorile distanțelor de izolație $s_1, s_2, \dots, s_5$ (cu semnificațiile din fig. 18.4) se aleg din tabelul 18.5 (d_1, d_2 sînt dimensiunile conductoarelor de legătură); cel mai frecvent $s_5 = s_3 + s_2 + s_4$;

Tabelul 18.5

Distanțele minime de izolație pentru conductoarele de legătură ale transformatoarelor în ulei

U_N [kV]	Dimensiuni, în mm			
	Δi	d	s	s_k
6	0	< 6	15	20
	0	≥ 6	12	17
	2	≥ 6	10	15
10	0	< 6	23	25
	0	≥ 6	18	22
	2	≥ 6	10	17
15	0	< 6	32	33
	0	≥ 6	27	30
	2	≥ 6	15	23
20	0	< 6	40	38
	0	≥ 6	35	37
	2	≥ 6	22	30
35	2	≥ 10	40	50
	4		30	42
	6		25	40
60	5	≥ 12	40	55
110	20		75	170

Notă: Δi este grosimea izolației conductorului de legătură, pe o parte; d — dimensiunea conductorului pe direcția înfășurare-cuvă; s — distanța de la conductorul neizolat la cuvă sau la înfășurarea proprie; s_k — distanța de la conductorul neizolat la grinzile de stringere sau alte piese legate la pămînt, care prezintă muchii.

— distanța H_{jc} de la jug la capacul cuvei se ia în funcție de valoarea tensiunii nominale a înfășurării de înaltă tensiune din tabelul 18.6;

— D_{ei} este diametrul exterior al înfășurării de înaltă tensiune.

Tabelul 18.6

Distanțele minime de la jug la capacul cuvei H_{jc}

U [kV]	6	10	20	35*	110**
H_{jc} [mm]	270	300	300	470*	500**

* Pentru transformatoarele trifazate cu $S_N \geq 1600$ kVA și comutatorul de reglaj prins la capacul cuvei, se ia $H_{jc} = 850$ mm.

** La tensiunea de 110 kV, bornele de intrare pentru înaltă tensiune sînt dispuse între jug și peretele cuvei, iar H_{jc} s-a ales numai în funcție de posibilitatea unei bune evacuări a pierderilor din transformator.

C. Aria suprafeței de convecție

Aria suprafeței de convecție se aproximează cu relația

$$S_{co} = \frac{1,05(P_k + P_0)}{2,5\theta_{ca}^{0,25}} \approx 1,12S_r \text{ [m}^2\text{]}. \quad (18.17)$$

Aria preliminară a elementelor de răcire S_{er} , atașate cuvei propriu-zise de arie S_{cv} din relațiile (18.15) și (18.15, a), va fi

$$S_{er} = S_{co} - S_{cv} \text{ [m}^2\text{]}. \quad (18.18)$$

Dacă se alege tipul de cuvă cu țevi sau cu lire atunci se determină lungimea totală a țevelor și suprafețele lor utilizînd datele țevelor folosite.

Dacă se utilizează tipurile de radiatoare din figura 15.25 și figura 15.26, atunci se face uz de tabelele 15.3 și 15.4.

În cazul transformatoarelor mari, bateriile sînt tipizate, avînd în vedere puterea care poate fi evacuată.

Avînd ariile S_{cv} , S_{er} și S_{co} se așază într-o primă variantă elementele de răcire aferente cuvei, apoi se determină pentru acest caz S_r și S_{co} .

D. Căderea de temperatură între cuvă și aer

Cu ariile S_r și S_{co} determinate mai sus, căderea de temperatură între cuvă și aer va fi

$$\theta_{ca} = \left[\frac{1,05(P_k + P_0)}{2,8S_r + 2,5S_{co}} \right]^{0,8} \text{ [}^\circ\text{C]}. \quad (18.19)$$

Dacă valoarea θ_{ca} a ieșit prea mare sau prea mică față de valoarea care rezultă din relația (18.14, b), atunci se acționează asupra ariei S_{er} , mărind-o sau micșorînd-o recalculînd după aceea pe S_r , S_{co} și θ_{ca} .

18.4. DETERMINAREA SUPRATERATURILOR ÎNFĂȘURĂRILOR ȘI ULEIULUI, FAȚĂ DE TEMPERATURA MEDIULUI AMBIANT, PENTRU TRANSFORMATORELE ÎN ULEI

A. Căderea de temperatură între ulei și cuvă se determină în final cu o precizie mai mare utilizînd relația

$$\theta_{uc} = 0,165k_1 \left[\frac{1,05(P_k + P_0)}{S_{co}} \right]^{0,6} \text{ [}^\circ\text{C]}. \quad (18.20)$$

în care $k_1 = 1$ pentru răcirea naturală și $k_1 = 0,9$ pentru răcirea forțată cu aer.

B. Supratemperatura straturilor superioare ale uleiului față de aer care se consideră cu 20% mai mare decît valoarea medie

$$\theta_{Mua} = 1,2\theta_{mua} = 1,2(\theta_{uc} + \theta_{ca}) \leq 60^\circ\text{C}. \quad (18.21)$$

c. Supratemperaturile bobinelor înfășurărilor față de mediul ambiant (aer) vor fi (v. fig. 18.1)

$$\theta_{ba} = \theta_{mbu} + \theta_{uc} + \theta_{ca} \leq \theta_N - \theta_a \text{ [}^\circ\text{C]}, \quad (18.22)$$

unde $\theta_N = 105^\circ\text{C}$ pentru clasa de izolație A.

Dacă relațiile (18.21) și (18.22) nu sînt îndeplinite, se revine, de asemenea, la modificarea valorilor lui S_r și S_{ca} .

18.5. ESTIMAREA ÎNCĂLZIRII TRANSFORMATORULUI USCAT (IN AER)

Depășirea temperaturii înfășurărilor și miezului transformatorului peste temperatura mediului ambiant (în special pentru transformatoarele mici, în aer) poate fi determinată aproximativ cu relația

$$\theta_{ba} \approx \frac{P_k + P_o}{\alpha_0(S_i + S_{fe})} + \Delta\theta \text{ [}^\circ\text{C]}, \quad (18.23)$$

în care :

$\alpha_0 = (10 - 12) \cdot 10^{-4} \text{ W/cm}^2\text{C}$, este coeficientul mediu de transmitere a căldurii de pe suprafețele deschise ale înfășurărilor și miezului transformatorului;

S_i, S_{fe} — suprafețele deschise (libere) ale înfășurărilor și miezului transformatorului, în cm^2 ;

$\Delta\theta \approx (10 \div 15)^\circ\text{C}$ — căderea de temperatură de la straturile interioare ale înfășurării la cele exterioare.

Pentru o funcționare corespunzătoare, trebuie satisfăcută condiția

$$\theta_{ba} \leq \theta_{adm} \quad (18.23, a)$$

unde $\theta_{adm} = 100^\circ\text{C}$, pentru izolație de clasă F, este supratemperatura admisă.

Pentru transformatoarele uscate de puteri mai mari se va lua $\alpha_0 = 6 \cdot 10^{-4} \text{ W/cm}^2\text{C}$, iar q nu trebuie să depășească limitele indicate la paragraful 16.4.1 (v. relațiile (16.41) și (16.41, a)).

18.6. ÎNCĂRCAREA TRANSFORMATOARELOR, LA TEMPERATURI SCĂZUTE ALE MEDIULUI AMBIANT

Transformatoarele dimensionate pentru o temperatură a mediului ambiant $\theta_a > 20^\circ\text{C}$, dar care funcționează la o temperatură mai mică, se pot încălca cu o putere mai mare, cu 1% pentru fiecare grad, sub 20°C . În aceleași condiții, la răcirea cu radiatoarele ventilate, puterea crește cu 0,75% pentru fiecare grad.

Transformatoarele care au tipul de răcire NL și sînt suflate cu aer, deci devin răcite NS, se pot încălca cu 25% pînă la 35% din puterea lor nominală.

Cînd se urmărește calculul unui transformator cu modul de răcire NS, se ține seama că valoarea coeficientului de transmisie a căldurii prin convecție crește de 1,7 pînă la 1,8 ori, lucru care echivalează cu scăderea ariei suprafețelor răcite prin convecție în același raport față de tipul NL.

18.7. INFLUENȚA FACTORILOR EXTERNI ASUPRA ÎNCĂLZIRII TRANSFORMATOARELOR

Factorii externi, cum sînt altitudinea, locul de montare, vîntul, precipitațiile atmosferice și razele solare, influențează temperatura de lucru a transformatoarelor cu răcire naturală. Dar, dintre acești factori, singurul care are o influență permanentă este altitudinea locului de montare.

● Pentru ca un transformator cu răcire naturală destinat să funcționeze la o altitudine h , să-și poată păstra aceeași temperatură de lucru, va trebui ca pierderile evacuate ($P_k + P_o$) să fie luate, în calcule, mai mari, cu valoarea (în procente) [15]

$$p = \frac{1,25\Delta\theta}{1 - \frac{\Delta\theta}{100}} \text{ [%]}, \quad (18.24)$$

în care :

$$\Delta\theta = 4,4 \frac{h}{1 + \frac{S_r}{S_{ca}}} \text{ [}^\circ\text{C]}, \quad (18.24, a)$$

unde altitudinea h se ia în km.

În cazul utilizării unui transformator normal la altitudinea h , rezultă că, la sarcina nominală, el va avea o temperatură de lucru mai mare cu valoarea dată de relația (18.24, a).

● Vîntul, ca și precipitațiile atmosferice de orice natură, au o influență favorabilă asupra răcirii transformatoarelor montate în aer liber. În schimb, razele solare pot conduce la o creștere suplimentară a temperaturii transformatorului cu $5 \div 10^\circ\text{C}$ și chiar mai mult, la transformatoarele mici.

Capitolul 19. EXEMPLE DE CALCUL AL TRANSFORMATOARELOR

Exemplele de calcul indică succesiunea reală a etapelor dimensionării transformatoarelor electrice, făcîndu-se trimiteri corespunzătoare la părți ale textului, la relații, tabele, și figuri. Totodată, exemplele de calcul au scopul de a verifica relațiile de calcul cu unitățile de măsură indicate în text și de a arăta cum se acționează pentru obținerea parametrilor ceruți și cum se rotunjesc datele obținute.

Exemplele de calcul sînt variante care se încadrează în datele temei de proiectare. Optimizarea construcției unui transformator, la mărimea date, se poate face sub diferite aspecte, cum ar fi greutatea minimă cost minim al materialelor active și izolante, cost total minim incluzînd și costurile de fabricație sau pe cele de exploatare pentru o perioadă de timp stabilită prin temă etc. Indicațiile cuprinse în lucrare, la alegerea diferiților factori înlesnesc acest lucru.

Algoritmul folosit în exemplele de calcul se poate utiliza și la proiectarea transformatoarelor utilizând calculatoarele electronice.

Trebuie menționat că chiar pentru un proiectant cu experiență, găsirea unei soluții bune, nu optime, necesită compararea mai multor variante de calcul pentru aceleași mărimi impuse; acest lucru se poate realiza ușor cu ajutorul calculatoarelor electronice.

19.1. EXEMPLU DE CALCUL AL UNUI TRANSFORMATOR MONOFAZAT DE MICĂ PUTERE, RĂCIT CU AER (USCAT)

Temă. Să se proiecteze un transformator monofazat, de mică putere cu următoarele date:

- $S_N = 100 \text{ VA}$;
- $U_{1N}/U_{2N} = 220/16 \text{ V}$;
- $f = 50 \text{ Hz}$;
- $\cos \varphi_2 = 1$;
- tipul constructiv: în manta;
- sistemul de răcire: în aer.

Transformatorul va avea în secundar, începînd de la 12 V, prize din 2 în 2 V, adică: 12, 14 și 16 V.

A. Calculul circuitului magnetic

— **Secțiunea coloanei** conform relației (16.1)

$$S_c = C_t \sqrt{\frac{S_1}{f}} = 5 \cdot 10^{-4} \sqrt{\frac{100}{50}} = 7,07 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 = 7,07 \text{ cm}^2. \quad (19.1)$$

— **Dimensiunile miezului coloanei** de formă dreptunghiulară, considerînd $b/l_g \approx 1,25$ rezultă, conform relației (16.3)

$$S_c = k_{Fe} b l_g = 1,25 k_{Fe} l_g^2$$

de unde se obține lungimea pachetului de tole

$$l_g = \sqrt{\frac{S_c}{1,25 k_{Fe}}} = \sqrt{\frac{7,07}{1,25 \cdot 0,95}} = 2,45 \text{ cm};$$

— **lățimea coloanei**

$$b \approx 1,25 l_g = 1,25 \cdot 2,45 = 3,05 \text{ cm}.$$

Prin rotunjire, se stabilesc următoarele dimensiuni ale coloanei:

$$\begin{aligned} b &= 3 \text{ cm}; \\ l_g &= 2,5 \text{ cm}, \end{aligned} \quad (19.2)$$

pentru care rezultă secțiunea coloanei

$$S_c = k_{Fe} b l_g = 0,95 \cdot 3 \cdot 2,5 = 7,12 \text{ cm}^2. \quad (19.2, a)$$

— **Secțiunea jugului**, considerînd miezul în manta, conform relației (16.6)

$$S_j = \frac{1}{2} S_c = \frac{1}{2} \cdot 7,12 = 3,56 \text{ cm}^2. \quad (19.3)$$

Fiind un transformator mic, lățimea T a ferestrei (fig. 16.6, c) se va determina după dimensionarea înfășurărilor; în prealabil însă se va stabili înălțimea coloanei și deci a bobinei.

— **Înălțimea coloanei**, conform relației (16.8)

$$L_c = \frac{S_1}{100 A e_1} = \frac{100}{100 \cdot 80 \cdot 0,158} = 7,9 \cdot 10^{-2} \text{ m} = 7,9 \text{ cm},$$

în care:

$A = 80 \text{ A/cm}$ — din tabelul 16.2;

e_1 — conform relației (16.8, b) este

$$e_1 = 4,44 f S_c B_c = 4,44 \cdot 50 \cdot 7,12 \cdot 10^{-4} \cdot 1 = 0,158 \text{ V}, \quad (19.4)$$

unde, din tabelul 16.2 se impune $B_c = 1 \text{ T}$, deoarece miezul fiind în manta din tole profil E și I , se utilizează tablă silicioasă laminată la rece cu cristale neorientate groasă de 0,5 mm.

Prin rotunjire se alege $L_c = 8 \text{ cm}$.

B. Calculul înfășurărilor

— **T.e.m. din primar și din secundar**, conform relațiilor (16.11)

$$E_1 = U_1 - \frac{\Delta u [\%] U_1}{200} = 220 - \frac{10 \cdot 220}{200} = 209 \text{ V};$$

$$E_2 = U_2 + \frac{\Delta u [\%] U_2}{200} = 16 + \frac{10 \cdot 16}{200} = 16,8 \text{ V},$$

în care, din figura 16.5 s-a luat $\Delta u [\%] = 10\%$.

— **Numărul de spire** al înfășurărilor, conform relațiilor (16.10) și (16.10, c):

$$w_1 = \frac{E_1}{e_1} = \frac{209}{0,158} = 1320 \text{ spire};$$

$$w_2 = \frac{E_2}{e_1} = \frac{16,8}{0,158} = 106 \text{ spire}.$$

Pentru celelalte prize de tensiune, corespund următoarele numere de spire în secundar:

— pentru 14 V

$$w'_2 = w_2 \frac{14}{16} = 106 \frac{14}{16} \approx 93 \text{ spire};$$

— pentru 12 V

$$w''_2 = w_2 \frac{12}{16} = 106 \frac{12}{16} \approx 80 \text{ spire}.$$

- Valorile definitive ale fluxului magnetic și inducțiilor magnetice :
- fluxul magnetic util, conform relației (16.12)

$$\Phi = \frac{E_1}{4,44fw_1} = \frac{209}{4,44 \cdot 50 \cdot 1320} = 0,712 \cdot 10^{-3} \text{ Wb};$$

- inducția magnetică în coloană, conform relației (16.12, a)

$$B_c = \frac{\Phi}{S_c} = \frac{0,712 \cdot 10^{-3}}{7,12 \cdot 10^{-4}} = 1 \text{ T};$$

- inducția magnetică în jug, conform relației (16.12, c)

$$B_j = \frac{\Phi}{2S_j} = \frac{0,712 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3,56 \cdot 10^{-4}} = 1 \text{ T}.$$

- Curenții nominali ai transformatorului, conform relațiilor (16.13):

$$I_1 = \frac{S_N \cos \varphi_2}{mU_1 \eta \cos \varphi_1} = \frac{100 \cdot 1}{1 \cdot 220 \cdot 0,85 \cdot 0,9} = 0,595 \text{ A};$$

$$I_2 = \frac{S_N}{mU_2} = \frac{100}{1 \cdot 16} = 6,25 \text{ A},$$

unde s-a considerat $\cos \varphi_1 \approx 0,9$, iar $\eta = 0,85$ din figura 16.5.

- Secțiunile orientative ale conductoarelor, conform relațiilor (16.14)

$$s_{w1} = \frac{I_1}{J_1} = \frac{0,595}{2,6} = 0,23 \text{ mm}^2;$$

$$s_{w2} = \frac{I_2}{J_2} = \frac{6,25}{2,6} = 2,4 \text{ mm}^2,$$

unde, din tabelul 16.2 s-a luat $J_1 = J_2 = 2,6 \text{ A/mm}^2$, pentru ambele înfășurări, utilizându-se conductoare din cupru.

- Dimensiunile conductoarelor se aleg din STAS 685-74 (anexa 5, tabelul 5-1) astfel :

- pentru înfășurarea primară, conductor rotund izolat cu un strat de email tereftalic (ET)

$$d_1 = \Phi 0,56ET \Rightarrow s_{w1} = 0,246 \text{ mm}^2,$$

iar din anexa 9, s-a luat $d'_1 - d_1 = 0,1 \text{ mm}$ (pentru a lucra cu acoperire) rezultând deci

$$d'_1 = 0,66 \text{ mm};$$

- pentru înfășurarea secundară, conductor rotund izolat tot cu un strat de email tereftalic (ET)

$$d_2 = \Phi 1,8ET \Rightarrow s_{w2} = 2,545 \text{ mm}^2$$

și de asemenea din anexa 9, $d'_2 - d_2 = 0,1 \text{ mm}$ rezultând

$$d'_2 = 1,9 \text{ mm}.$$

- Valorile definitive (recalculate) ale densităților de curent, conform relațiilor (16.14, c):

$$J_1 = \frac{I_1}{s_{w1}} = \frac{0,595}{0,246} = 2,42 \text{ A/mm}^2;$$

$$J_2 = \frac{I_2}{s_{w2}} = \frac{6,25}{2,545} = 2,45 \text{ A/mm}^2.$$

- Dimensiunile înfășurărilor :

- înălțimea bobinelor, conform relației (16.15)

$$H_b = L_c - 5 \text{ mm} = 80 - 5 = 75 \text{ mm} = 7,5 \text{ cm};$$

- numărul de spire pe un strat conform relațiilor (16.16):

- pentru primar

$$w_{s1} = \frac{H_b}{d'_1} = \frac{75}{0,66} = 113 \text{ spire};$$

- pentru secundar

$$w_{s2} = \frac{H_b}{d'_2} = \frac{75}{1,9} = 39 \text{ spire};$$

- numărul de straturi, conform relațiilor (16.17):

- pentru primar

$$n_{s1} = \frac{w_{s1}}{w_{s1}} = \frac{1320}{113} = 11,7 \text{ — adică 12 straturi};$$

- pentru secundar

$$n_{s2} = \frac{w_{s2}}{w_{s2}} = \frac{106}{39} = 2,72 \text{ — adică 3 straturi};$$

- grosimile bobinelor, conform relațiilor (16.18):

- pentru primar

$$a_1 = n_{s1}d'_1 = 12 \cdot 0,66 = 7,9 \text{ mm} \approx 8 \text{ mm};$$

- pentru secundar

$$a_2 = n_{s2}d'_2 = 3 \cdot 1,9 = 5,7 \text{ mm} \approx 6 \text{ mm}.$$

- Lățimea ferestrei transformatorului (fig. 16.6, c), conform relației (16.19) rezultă

$$T = 1 + 2 + a_1 + a_2 + 3 = 1 + 2 + 8 + 6 + 3 = 20 \text{ mm}.$$

C. Calculul pierderilor și curentului de funcționare în gol

- Rezistențele înfășurărilor, conform relației (16.38) având conductoare din cupru și clasa de izolație F:

- pentru înfășurarea primară

$$R_1 = \rho_{115} \frac{w_1 l_{med1}}{s_{w1}} = 0,0246 \frac{1320 \cdot 0,152}{0,246} = 20 \text{ } \Omega;$$

— pentru înfășurarea secundară

$$R_2 = \rho_{115} \frac{w_2 l_{med2}}{S_{w2}} = 0,0246 \frac{1060 \cdot 0,208}{2,545} = 0,213 \, \Omega,$$

unde conform relațiilor (16.39) lungimile medii sînt:

$$l_{med1} \approx 2(0,5 + b + l_g + 2a_1) = 2(0,5 + 3 + 2,5 + 2 \cdot 0,8) = 15,2 \, \text{cm} = 0,152 \, \text{m};$$

$$l_{med2} \approx 2(0,5 + b + l_g + 4a_1 + 2a_2) = 2(0,5 + 3 + 2,5 + 4 \cdot 0,8 + 2 \cdot 0,6) = 20,8 \, \text{cm} = 0,208 \, \text{m}.$$

— **Pierderile în înfășurări**, conform relației (16.40), considerînd $k_{r1} \approx k_{r2} \approx 1$:

— pentru înfășurarea primară.

$$P_{e11} = m_1 R_1 I_1^2 = 1 \cdot 20 \cdot 0,595^2 = 7,1 \, \text{W};$$

— pentru înfășurarea secundară

$$P_{e12} = m_2 R_2 I_2^2 = 1 \cdot 0,213 \cdot 6,25^2 = 8,3 \, \text{W};$$

— pierderile totale în înfășurări

$$P_k = P_{e11} + P_{e12} = 7,1 + 8,3 = 15,4 \, \text{W}.$$

— **Masa conductoarelor**, înfășurărilor, conform relației (16.42)

$$G_{w1} = \gamma_{Cu} S_{w1} w_1 l_{med1} = 8,9 \cdot 10^{-3} \cdot 0,246 \cdot 10^{-2} \cdot 1320 \cdot 15,2 = 0,44 \, \text{kg};$$

$$G_{w2} = \gamma_{Cu} S_{w2} w_2 l_{med2} = 8,9 \cdot 10^{-3} \cdot 2,545 \cdot 10^{-2} \cdot 106 \cdot 20,8 = 0,5 \, \text{kg}.$$

— **Masa netă a fierului**, conform relațiilor (16.43, a):

$$G_{Fec} = S_c L_c \gamma_{Fe} = 7,12 \cdot 8 \cdot 7,65 \cdot 10^{-3} = 0,436 \, \text{kg};$$

$$G_{Fej} = 2S_j(L_c + L_j) \gamma_{Fe} = 2 \cdot 3,56(8 + 10) \cdot 7,65 \cdot 10^{-3} = 0,98 \, \text{kg},$$

unde conform relației (16.9, e) și figurii 16.6, c

$$L_j = 2(b + T) = 2(3 + 2) = 10 \, \text{cm}.$$

— **Pierderile totale în fier**, conform relației (16.44)

$$P_o \approx P_{Fe} = P_{Fec} + P_{Fej} = k_p p_{10/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,3} (B_c^2 G_{Fec} + B_j^2 G_{Fej}) = 1,03 \cdot 2,3 \left(\frac{50}{50} \right)^{1,3} (1^2 \cdot 0,436 + 1^2 \cdot 0,98) = 3,35 \, \text{W},$$

unde $p_{10/50} = 2,3 \, \text{W/kg}$, considerînd miezul din tole de tablă silicioasă laminată la rece cu cristale neorientate și cu grosimea de 0,5 mm.

— **Curentul de funcționare în gol**:

— *componenta activă*, conform relației (16.45)

$$I_{oa} = \frac{P_{Fe}}{m U_{1f}} = \frac{3,35}{1 \cdot 220} = 0,0152 \, \text{A};$$

— *componenta reactivă* sau curentul de magnetizare, conform relației (16.46, a)

$$I_{or} = I_{\mu} = \frac{H_c L_c + H_j(L_c + L_j) + n \frac{B_i}{\mu_0} \delta_i}{\sqrt{2} \omega_1} = \frac{5,02 \cdot 8 + 5,02(8 + 10) + 4 \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 0,015 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{2} \cdot 1320} = 0,096 \, \text{A},$$

în care, din anexa 2, s-au determinat:

pentru $B_c = 1 \, \text{T} \Rightarrow H_c = 5,02 \, \text{A/cm}$;

pentru $B_j = 1 \, \text{T} \Rightarrow H_j = 5,02 \, \text{A/cm}$;

$n_s = 4$, fiind un miez de formă indicată în figura 16.6, c;

$B_i = B_c = 1 \, \text{T}$, îmbinările făcîndu-se sub un unghi drept;

$\delta_i \approx 0,015 \cdot 10^{-3} \, \text{m}$, deoarece utilizînd tole profil (E, I) numărul rosturilor de îmbinare dintre tole este mai mic;

— *curentul total*, la funcționarea în gol, conform relației (16.47)

$$I_{10} = \sqrt{I_{oa}^2 + I_{or}^2} = \sqrt{0,0152^2 + 0,096^2} = 0,0975 \, \text{A},$$

sau în procente din I_{LN} , conform relației (16.47, a)

$$I_{10}[\%] = \frac{I_{10}}{I_{LN}} 100 = \frac{0,0975}{0,595} 100 = 16,5\%, \text{ valoarea cam mare însă obișnuită}$$

la transformatoarele mici și cu miezul feromagnetic din tablă silicioasă cu cristale neorientate.

— **Randamentul transformatorului**, conform relației (16.52) la sarcină nominală ($\beta = 1$), în procente

$$\eta = \frac{S_N \cos \varphi_s}{S_N \cos \varphi_s + P_k + P_{Fe}} 100 = \frac{100 \cdot 1}{100 \cdot 1 + 15,4 + 3,35} \cdot 100 = 84,5\%$$

apropiat de valoarea considerată din figura 16.5 (85%).

D. Calculul termic

— **Estimarea încălzirii transformatorului**, conform relației (18.23)

$$\theta_{ba} \approx \frac{P_k + P_{Fe}}{\alpha_0(S_i + S_{Fe})} + \Delta \theta = \frac{15,4 + 3,35}{10 \cdot 10^{-4}(136 + 152)} + 15 = 70,2^\circ\text{C},$$

unde:

— *suprafața liberă a bobinei* este

$$S_i \approx [2(0,5 + b + l_g + 4a_1 + 4a_2) - 2l_g] H_B = [2(0,5 + 3 + 2,5 + 4 \cdot 0,8 + 4 \cdot 0,6) - 2 \cdot 2,5] \cdot 7,5 = 136 \, \text{cm}^2$$

și reprezintă suprafața laterală exterioară a bobinei mai puțin partea din dreptul ferestrei transformatorului (a coloanelor laterale);

— suprafața liberă a miezului (suprafața laterală + frontală, fără cea inferioară)

$$S_{Fe} \approx 4(L_j + L_c) + l_g \left(L_j + 2L_c + 4 \frac{b}{2} \right) = 4(10 + 8) + 2,5(10 + 2 \cdot 8 + 4 \cdot 1,5) = 152 \text{ cm}^2.$$

Se observă că este satisfăcută relația (18.23, a), adică

$$\theta_{ba} = 70,2^\circ\text{C} < \theta_{adm} = 100^\circ\text{C},$$

pentru clasa de izolație F, ceea ce înseamnă că transformatorul este bine dimensionat.

19.2. EXEMPLU DE CALCUL AL UNUI TRANSFORMATOR TRIFAZAT DE PUTERE MEDIE, ÎN ULEI

Temă: Să se proiecteze un transformator trifazat de putere medie, în ulei cu înfășurări din cupru și cu miezul feromagnetic din tole de tablă silicioasă laminată la rece cu cristale orientate (cifra de pierderi $p_{10/50} = 0,45 \text{ W/kg}$) cu următoarele date:

$$S_N = 250 \text{ kVA};$$

$$U_{iN} = 10 \text{ kV};$$

$$U_{jN} = 0,4 \text{ kV};$$

$$m = 3;$$

$$f = 50 \text{ Hz};$$

$$\text{conexiunea } Dy_n - 5;$$

$$u_K = 6\%;$$

$$\text{reglaj de tensiune } \pm 5\%;$$

$$P_o = 550 \text{ W};$$

$$P_k = 3200 \text{ W}.$$

Reglajul tensiunii se face fără sarcină, pe înfășurarea de înaltă tensiune.

A. Calculul circuitului magnetic

— Secțiunea coloanei, conform relației (16.1)

$$S_c = C_t \sqrt{\frac{S_1}{f}} = (4 \div 6) \cdot 10^{-4} \sqrt{\frac{83,5 \cdot 10^3}{50}} = (16,3 \div 24,5) \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 = 163 \div 245 \text{ cm}^2, \quad (19.5)$$

unde, puterea aparentă pe o coloană, avînd în vedere că transformatorul va avea trei coloane și înfășurările concentrice, este

$$S_1 = \frac{S_N}{3} = \frac{250}{3} = 83,5 \text{ kVA} = 83,5 \cdot 10^3 \text{ VA}.$$

— Diametrul coloanei, considerînd secțiunea coloanei în trepte, rezultă conform relației (16.2, a)

$$D_c = \sqrt{\frac{4S_c}{\pi k_m}} = \sqrt{\frac{4(163 \div 245) \cdot 10^{-4}}{\pi \cdot 0,875}} = (15,4 \div 18,8) \cdot 10^{-2} \text{ m} = 15,4 \div 18,8 \text{ cm}, \quad (19.5, a)$$

unde,

$$k_m = k_{Fe} k_y = 0,95 \cdot 0,92 = 0,875, \text{ iar}$$

$k_y = 0,92$, din tabelul 16.1, a, pentru un diametru al coloanei D_c estimat orientativ între 10 și 18 cm, valoare obținută mai sus cu relația (19.5, a).

De asemenea, din același tabel, rezultă orientativ un număr de trepte pentru coloană $n_{tr} = 6$; strîngerea miezului coloanei pentru asemenea diametre se face, în mod obișnuit, prin lipire cu lac.

Îmbinarea dintre tolele coloanelor și jugurilor se face prin întrețesere, sub un unghi de 45° .

Lățimile treptelor coloanei $a_1, a_2, \dots, a_n$, calculate conform indicațiilor din figura 16.1 sau stabilite de proiectant după alte norme de fabricație, se recomandă să se rotunjească fie din 5 în 5 mm, fie la alte valori, astfel încît cantitatea de deșeuri rezultată din tăierea tablei să fie minimă, iar tehnologia miezului corespunzătoare.

În cazul de față se stabilește

$$D_c = 160 \text{ mm} = 16 \text{ cm}, \quad (19.6)$$

cu următoarele lățimi ale treptelor (v. fig. 16.1, f):

$$a_1 \approx 0,96 \cdot 16 = 15,35 \text{ cm, rotunjit } a_1 = 15,5 \text{ cm};$$

$$a_2 \approx 0,885 \cdot 16 = 14,15 \text{ cm, } \rightarrow a_2 = 14 \text{ cm};$$

$$a_3 \approx 0,775 \cdot 16 = 12,4 \text{ cm, } \rightarrow a_3 = 12,5 \text{ cm};$$

$$a_4 \approx 0,631 \cdot 16 = 10,1 \text{ cm, } \rightarrow a_4 = 10 \text{ cm};$$

$$a_5 \approx 0,465 \cdot 16 = 7,45 \text{ cm, } \rightarrow a_5 = 7,5 \text{ cm};$$

$$a_6 \approx 0,28 \cdot 16 = 4,48 \text{ cm, } \rightarrow a_6 = 4,5 \text{ cm}.$$

Din construcția grafică, la scară, a secțiunii coloanei rezultă următoarele grosimi ale treptelor (fig. 19.1):

$$b_1 = 18 \text{ mm} = 1,8 \text{ cm};$$

$$b_2 = 20 \text{ mm} = 2 \text{ cm};$$

$$b_3 = 10 \text{ mm} = 1 \text{ cm};$$

$$b_4 = 13 \text{ mm} = 1,3 \text{ cm};$$

$$b_5 = 9 \text{ mm} = 0,9 \text{ cm};$$

$$b_6 = 6 \text{ mm} = 0,6 \text{ cm};$$

$$b = 2 \sum_{i=1}^{n_{tr}} b_i = 15,2 \text{ cm}.$$

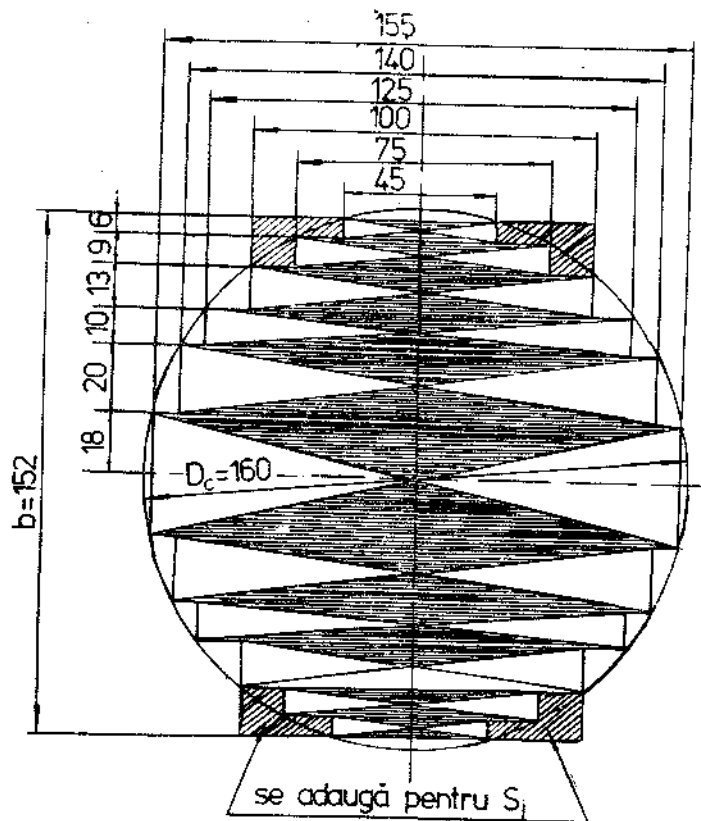


Fig. 19.1. Construcția la scară a secțiunii coloanei. Partea hașurată (din cele 4 colțuri) se adaugă la S_c , pentru a rezulta $S_j > S_c$.

Secțiunea netă de fier a coloanei, rezultă cu relația (16.4, a)

$$S_c = 2k_{Fe} \sum_{i=1}^{n_{tr}} a_i b_i = 2 \cdot 0,95(15,5 \cdot 1,8 + 14 \cdot 2 + 12,5 \cdot 1 + 10 \cdot 1,3 + 7,5 \cdot 0,9 + 4,5 \cdot 0,6) \approx 173 \text{ cm}^2. \quad (19.7)$$

— **Secțiunea jugului**, se determină considerînd că jugul va avea cu două trepte mai puțin decît coloana. Astfel, dacă la secțiunea coloanei se mai adaugă cele patru suprafețe hașurate (v. fig. 19.1 și fig. 16.1) se obține

$$S_j = 2k_{Fe}[a_1 b_1 + a_2 b_2 + a_3 b_3 + a_4(b_4 + b_5 + b_6)] = 2 \cdot 0,95[15,5 \cdot 1,8 + 14 \cdot 2 + 12,5 \cdot 1 + 10(1,3 + 0,9 + 0,6)] = 183 \text{ cm}^2, \quad (19.8)$$

ceea ce înseamnă că

$$\beta_j = \frac{S_j}{S_c} = \frac{183}{173} = 1,057$$

sete în limitele indicate de relația (16.7).

— **Înălțimea coloanei**, conform relației (16.8)

$$L_c = \frac{S_1}{100 A e_1} = \frac{83,5 \cdot 10^3}{100 \cdot 350 \cdot 6,5} = 0,366 \text{ m} \approx 36,5 \text{ cm}, \quad (19.9)$$

unde, din tabelul 16.2 s-au ales

$$A = 350 \text{ A/cm};$$

$$B_c = 1,7 \text{ T},$$

iar t.e.m. pe spiră conform relației (16.8, b) este

$$e_1 = 4,44 f S_c B_c = 4,44 \cdot 50 \cdot 173 \cdot 10^{-4} \cdot 1,7 = 6,5 \text{ V}.$$

— **Lățimea ferestrei** (valoare orientativă) se determină cu relația (16.9, b)

$$T = M - D_c = 32 - 16 = 16 \text{ cm}, \quad (19.9, a)$$

în care, distanța dintre coloane, conform relației (16.9, a)

$$M = \alpha D_c = 2 \cdot 16 = 32 \text{ cm},$$

unde s-a considerat $\alpha \approx 2$.

Se menționează că valorile definitive vor fi confirmate după așezarea înfășurărilor și după calculul caracteristicilor transformatorului (P_k , u_k și P_0).

— **Lungimea medie a jugului magnetic**, pentru fazele marginale, conform relației (16.9, d)

$$L_j \approx 2M + 0,9 D_c = 2 \cdot 32 + 0,9 \cdot 16 = 78,4 \text{ cm}. \quad (19.9, b)$$

Verificarea prealabilă (pentru aceste dimensiuni orientative ale miezului) a pierderilor la funcționarea în gol, conform relației (16.44)

$$P_0 \approx P_{Fe} = k_p p_{10/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,3} (B_c^2 G_{Fe} + B_j^2 G_{Fej}) = 1,07 \cdot 0,45 \left(\frac{50}{50} \right)^{1,3} (1,7^2 \cdot 145 + 1,61^2 \cdot 219) = 475 \text{ W}, \quad (19.10)$$

unde:

— **inducția magnetică în jug**

$$B_j = \frac{\Phi}{S_j} = \frac{B_c S_c}{S_j} = \frac{B_c}{\beta_j} = \frac{1,7}{1,057} = 1,61 \text{ T};$$

— **masa netă a fierului**, conform relațiilor (16.43, b):

— pentru coloane

$$G_{Fec} = 3 S_c L_c \gamma_{Fe} = 3 \cdot 173 \cdot 36,5 \cdot 7,65 \cdot 10^{-3} = 145 \text{ kg};$$

— pentru juguri

$$G_{Fej} = 2 S_j L_j \gamma_{Fe} = 2 \cdot 183 \cdot 78,4 \cdot 7,65 \cdot 10^{-3} = 219 \text{ kg}.$$

Dacă pentru k_p se ia valoarea rezultată din practica de fabricație observația de la relația (16.44), atunci (considerînd $k_p = 1,25$) rezultă

$$P_0 = 475 \cdot \frac{1,25}{1,07} = 556 \text{ W}, \quad (19.10, a)$$

adică apropiate de valoare impusă prin temă, ceea ce înseamnă că dimensionarea miezului, pînă în această etapă, este bine făcută.

B. Calculul înfășurărilor

— T.e.m. din înfășurarea primară și secundară, conform relațiilor (16.11, a):

$$E_i \approx U_{iN} = U_{iN} = 10\,000 \text{ V, înfășurare avînd conexiunea D;}$$

$$E_j \approx U_{jN} = \frac{U_{jN}}{\sqrt{3}} = \frac{400}{\sqrt{3}} = 231 \text{ V, înfășurare avînd conexiunea y.}$$

— Numărul de spire al înfășurărilor:

— pentru înfășurarea de înaltă tensiune, conform relației (16.10), pentru t.e.m. nominală

$$w_i = \frac{E_i}{e_i} = \frac{10\,000}{6,5} \approx 1\,538 \text{ spire;}$$

— numărul de spire corespunzător treptei maxime de reglaj a tensiunii, conform relației (16.10, a)

$$\Delta w_i = \frac{k' \Delta u \%}{100} w_i = \frac{5}{100} \cdot 1\,538 \approx 77 \text{ spire;}$$

— numărul total de spire al înfășurării primare (de înaltă tensiune), conform relației (16.10, b)

$$w_{iT} = w_i + \Delta w_i = 1\,538 + 77 = 1\,615 \text{ spire;} \quad (19.11)$$

— pentru înfășurarea de joasă tensiune, conform relației (16.10, c)

$$w_j = \frac{E_j}{e_j} = \frac{231}{6,5} = 35,53 \text{ spire.}$$

Se rotunjește w_j la numărul întreg apropiat

$$w_j = 36 \text{ spire.} \quad (19.12)$$

Pentru a nu modifica raportul de transformare se recalculează numărul de spire al înfășurării primare, din condiția menținerii raportului de transformare, impus prin datele nominale

$$k = \frac{E_i}{E_j} = \frac{w_j}{w_i}$$

Se obțin astfel, pentru înfășurarea de înaltă tensiune, conform relației (16.11, e)

$$w_i = k w_j = \frac{E_i}{E_j} w_j = \frac{10\,000}{231} 36 = 1\,558 \text{ spire;}$$

$$\Delta w_i = \frac{k' \Delta u \%}{100} w_i = \frac{5}{100} \cdot 1\,558 \approx 78 \text{ spire,}$$

și numărul total

$$w_{iT} = w_i + \Delta w_i = 1\,558 + 78 = 1\,636 \text{ spire.} \quad (19.12, a)$$

— Valorile definitive ale fluxului magnetic și inducțiilor magnetice:
— fluxul magnetic util (maxim), conform relației (16.12)

$$\Phi = \frac{E_i}{4,44 f w_i} = \frac{10\,000}{4,44 \cdot 50 \cdot 1\,558} \approx 2,9 \cdot 10^{-2} \text{ Wb;} \quad (19.13)$$

— inducția magnetică în coloană, conform relației (16.12, a)

$$B_c = \frac{\Phi}{S_c} = \frac{2,9 \cdot 10^{-2}}{173 \cdot 10^{-4}} = 1,676 \text{ T,} \quad (19.13, a)$$

— inducția magnetică în jug, conform relației (16.12, b)

$$B_j = \frac{\Phi}{S_j} = \frac{2,9 \cdot 10^{-2}}{183 \cdot 10^{-4}} = 1,584 \text{ T,} \quad (19.13, b)$$

valori care se încadrează în limitele normale;

— t.e.m. într-o spiră, conform relației (16.12, d)

$$e_i = \frac{E_i}{w_i} = \frac{10\,000}{1\,558} \approx 6,42 \text{ V/spiră.}$$

— Curenții nominali ai transformatorului, conform relațiilor (16.13, a), sînt:

— în înfășurarea de înaltă tensiune

$$I_i \approx \frac{S_N}{m_i U_{iN}} = \frac{250 \cdot 10^3}{3 \cdot 10\,000} = 8,33 \text{ A;} \quad (19.14)$$

— în înfășurarea de joasă tensiune

$$I_j = \frac{S_N}{m_j U_{jN}} = \frac{250 \cdot 10^3}{3 \cdot 231} = 360,75 \text{ A,} \quad (19.14, a)$$

unde, pentru ambele înfășurări numărul de faze este același, adică $m_i = m_j = m = 3$.

— Secțiunile orientative ale conductoarelor, conform relațiilor (16.14):

— pentru înfășurarea de înaltă tensiune

$$s_{wi} = \frac{I_i}{J_i} = \frac{8,33}{2,4} = 3,47 \text{ mm}^2;$$

— pentru înfășurarea de joasă tensiune

$$s_{wj} = \frac{I_j}{J_j} = \frac{360,75}{2,75} = 131,2 \text{ mm}^2,$$

unde, s-a considerat că înfășurările nu au aceleași condiții de răcire, deoarece înfășurarea de joasă tensiune fiind mai subțire se răcește mai bine, iar cea de înaltă tensiune fiind mai groasă și cu izolații între straturi (se ia înfășurare stratificată), se răcește mai greu.

De aceea, în conformitate și cu indicațiile din tabelul 16.2 s-a ales

$$J_i = 2,4 \text{ A/mm}^2 \text{ și } J_j = 2,75 \text{ A/mm}^2.$$

— Dimensiunile conductoarelor. După cum se impune prin temă, conductoarele ambelor înfășurări sînt din cupru și izolate cu hîrtie. Se aleg conductoare profilate deoarece, pentru înfășurarea de joasă tensiune, a rezultat o secțiune mare, iar pentru cea de înaltă tensiune, deși secțiunea este mică, se obține o așezare și o umplere mai bună a bobinei.

Din STAS 2873/1-86 (anexa 7, tabelul 7-I) se stabilesc:

— pentru înfășurarea de înaltă tensiune

$$\text{Sîrmă } 0-1,8 \times 2,12 \text{ STAS 2873/1-86 (gros. izol. } 0,3 \text{ mm)} = 3,45 \text{ mm}^2; \quad (19.15)$$

— pentru înfășurarea de joasă tensiune se vor utiliza 4 fire în paralel, dimensiunile conductorului (firului) fiind corelate cu înălțimea H_R a bobinei și cu numărul de straturi (v. relațiile (19.19) și (19.19, a)). Se alege astfel

$$\text{Sîrmă } 0-4(4,25 \times 8) \text{ STAS 2873/1-86 (gros. izol. } 0,36 \text{ mm)} = 4 \cdot 33,1 = 132,4 \text{ mm}^2. \quad (19.15, a)$$

OBSERVAȚIE. Sîrmă 0, înseamnă conductor de cupru, în stare de ecruisare „moale” (vezi paragraful 2.2).

Grosimea bilaterală a izolației de hirtie a conductorului (0,3 mm pentru i.t. și 0,36 mm pentru j.t.) s-a stabilit conform STAS 6163-76 (anexa 9, tabelul 9-III).

Rezultă astfel următoarele dimensiuni ale conductoarelor izolate:

— pentru înfășurarea de înaltă tensiune

$$a' \times b' = 2,1 \times 2,42 \text{ mm}^2; \quad (19.16)$$

— pentru înfășurarea de joasă tensiune

$$a' \times b' = 4,61 \times 8,36 \text{ mm}^2. \quad (19.16, a)$$

— Valorile definitive (recalculate) ale densităților de curent, conform relațiilor (16.14, c)

$$J_i = \frac{I_i}{s_{wt}} = \frac{8,33}{3,45} = 2,41 \text{ A/mm}^2; \quad (19.17)$$

$$J_j = \frac{I_j}{s_{wt}} = \frac{360,75}{132,4} = 2,72 \text{ A/mm}^2.$$

— **Tipul și dimensiunile înfășurărilor.** În conformitate cu indicațiile menționate în paragraful 16.3.3 B și tabelul 16.7 pentru puterea și tensiunile impuse prin temă și pentru curenții calculați, în funcție de care au rezultat forma și dimensiunile conductoarelor, se stabilesc următoarele tipuri de înfășurări:

— înfășurarea de joasă tensiune, va fi de tip *cilindrică*, cele 4 conductoare în paralel așezându-se două alăturate (suprapuse axial) și două suprapuse radial. Bobina va avea (v. relațiile 19.12 și 19.19, a) două straturi (a câte două conductoare suprapuse radial), între care se prevede un canal de răcire $a_{ja} = 3 \text{ mm}$ (figura 16.10, c, în care însă fiecare strat are câte două conductoare suprapuse axial — ca în figura 16.11 și câte două conductoare suprapuse radial, ca în figura 16.12, a).

Nivelarea înălțimii bobinei se face cu ajutorul a două pene (segmente) circulare, din carton electrotehnic, de tipul celor indicate în figura 16.14.

— înfășurarea de înaltă tensiune, va fi de tip *stratificat*, ca în figura 16.27, însă cu conductor profilat. Bobina va avea un canal axial de răcire în partea interioară (la o distanță cuprinsă între 1/3 și 2/5 din numărul total de straturi) cu lățimea $a_{ia} = 5 \text{ mm}$.

Bobina de înaltă tensiune se deapănă direct peste cea de joasă tensiune, rezultând o înfășurare monolit.

— **Înălțimea bobinelor** (orientativă), conform relației (16.20) și figurii 16.8

$$H_R = L_c - 2s_{im} = 36,5 - 2 \cdot 2,5 = 31,5 \text{ cm}, \quad (19.18)$$

unde, din tabelul 16.3 pentru $U_{jN} = 0,4 \text{ kV}$ și $U_{iN} = 10 \text{ kV}$, s-au stabilit (v. fig. 16.8):

$$s_{im} = 2,5 \text{ cm};$$

$$a_{mj} = 0,4 \text{ cm}; \quad (19.18, a)$$

$$a_{ji} = 0,8 \text{ cm};$$

$$a_{ii} = 0,8 \text{ cm}.$$

Modul de așezare al înfășurărilor și izolațiilor folosite este arătat detaliat în figura 19.2 (v. mai departe, punctul E).

— **Numărul de spire** pe un strat:

— pentru înfășurarea de joasă tensiune, rezultă din relația (16.21)

$$w_{sj} = \frac{H_R - n_i h_s}{h_s k_e} - 1 = \frac{31,5}{1,672 \cdot 1,01} - 1 = 17,65 \text{ spire} \quad (19.19)$$

în care:

$$h_s = 2b' = 2 \cdot 8,36 = 16,72 \text{ mm} = 1,672 \text{ cm (v. fig. 16.11)};$$

$$k_e = 1,01;$$

$n_i = 0$, deoarece fiind numai două conductoare (fire) suprapuse radial, se face o singură transpoziție, după primul strat; fiind și două conductoare (fire) suprapuse axial, transpunerea se face fără pierderi din înălțimea bobinei (adică fără spațiu suplimentar) prin trecerea (permutarea) conductoarelor dintr-un strat suprapus axial în celălalt.

Cum s-a menționat mai sus la stabilirea dimensiunilor conductoarelor, pentru ca bobina să aibă două straturi se stabilește

$$w_{sj} = 18 \text{ spire/strat} \quad (19.19, a)$$

Înălțimea bobinei de joasă tensiune, rezultă astfel, cu relația (16.21)

$$H_{Hj} = (w_{sj} + 1)h_s k_e + n_i h_s = (18 + 1) \cdot 1,672 \cdot 1,01 \approx 32 \text{ cm}, \quad (19.20)$$

ceea ce înseamnă că pentru înfășurarea de joasă tensiune, distanța de izolație pînă la jugul feromagnetic rezultă (v. fig. 16.8)

$$s_{jm} = \frac{L_c - H_{Hj}}{2} = \frac{36,5 - 32}{2} = 2,25 \text{ cm}, \quad (19.20, a)$$

ceea ce este suficient (din tabelul 16.3 pentru $U_{jN} \leq 1 \text{ kV}$, rezultă că se poate lua $s_{jm} = 2 \text{ cm}$);

— pentru înfășurarea de înaltă tensiune, numărul de spire pe un strat rezultă din relația (16.34), în care se consideră însă dimensiunile conductorului profilat

$$w_{si} = \frac{H_R}{b'} - 1 = \frac{31,5}{0,242} - 1 = 129 \text{ spire/strat}. \quad (19.21)$$

Numărul de straturi

$$n_{si} = \frac{w_{it}}{w_{si}} = \frac{1636}{129} = 12,68 \text{ straturi,}$$

ceea-ce înseamnă că înfășurarea de înaltă tensiune va avea 13 straturi din care 12 straturi cu 129 spire și ultimul strat cu 88 spire.

Tensiunea între straturi, conform relației (16.33)

$$U_s = 2w_{si}e_1 = 2 \cdot 129 \cdot 6,42 \approx 1656 \text{ V,} \quad (19.22)$$

pentru care din tabelul 16.6 rezultă o grosime a izolației dintre straturi

$$\delta_s = 3 \times 0,12 = 0,36 \text{ mm,} \quad (19.22, a)$$

izolația depășind capetele bobinei cu 1,6 mm în fiecare parte.

— **Grosimea înfășurărilor** rezultă:

— pentru înfășurarea de joasă tensiune, conform relației (16.21, a)

$$a_j = n_{sj}a_s + n_{aj}a_a + (n_s - n_a - 1)\delta_{iz} = 2 \cdot 9,22 + 1 \cdot 3 + (2 - 1 - 1)\delta_{iz} \approx 21,5 \text{ mm} = 2,15 \text{ cm,} \quad (19.23)$$

unde:

$$a_s = 2a' = 2 \cdot 4,61 = 9,22 \text{ mm, este grosimea stratului;}$$

— pentru înfășurarea de înaltă tensiune, conform relației (16.35, a) folosind grosimea a' a conductorului, în locul lui d'

$$a_i = n_{si}a' + a_{ia} + (n_s - 2)\delta_s = 13 \cdot 2,1 + 5 + (13 - 2) \cdot 0,36 = 36,26 \text{ mm} \approx 36,5 \text{ mm} = 3,65 \text{ cm.} \quad (19.23, a)$$

— **Lățimea ferestrei** transformatorului, conform relației (16.37), rezultă

$$T = 2(a_{mj} + a_j + a_{ji} + a_i) + a_{li} = 2(0,4 + 2,15 + 0,8 + 3,65) + 0,8 = 14,8 \text{ cm} \approx 15 \text{ cm,} \quad (19.24)$$

față de 16 cm cât fusese estimată cu relația (19.9, a).

C. Calculul pierderilor și curentului de funcționare în gol

— **Rezistențele înfășurărilor**, pe fază, conform relației (16.38) având conductoare din cupru și clasă de izolație A (transformator în ulei):

— pentru înfășurarea de joasă tensiune

$$R_j = \rho_{Cu75^\circ} \frac{w_j l_{medj}}{s_{wj}} = 0,022 \cdot \frac{36 \cdot 0,597}{132,4} = 3,57 \cdot 10^{-3} \Omega, \quad (19.25)$$

în care:

$$\rho_{Cu75^\circ} = 0,022 \Omega \text{mm}^2/\text{m};$$

$$l_{medj} = \pi D_{m2} = \pi \cdot 19 = 59,7 \text{ cm} = 0,597 \text{ m,} \quad (19.25, a)$$

unde, diametrul mediu, conform figurii 16.8 și relației (16.39, c)

$$D_{m2} = D_c + 2a_{mj} + a_j = 16 + 2 \cdot 0,4 + 2,15 = 18,95 \text{ cm} \approx 19 \text{ cm};$$

— pentru înfășurarea de înaltă tensiune

$$R_i = \rho_{Cu75^\circ} \frac{w_i l_{medi}}{s_{wi}} = 0,022 \cdot \frac{1558 \cdot 0,83}{3,45} \approx 8,25 \Omega, \quad (19.26)$$

în care, conform relației (16.39, b)

$$l_{medi} = \pi D_{m1} = \pi \cdot 26,35 = 82,78 \text{ cm} \approx 0,83 \text{ m,} \quad (19.26, a)$$

unde, diametrul mediu, conform figurii 16.8 și relației (16.39, c)

$$D_{m1} = D_c + 2(a_{mj} + a_j + a_{ji}) + a_i = 16 + 2(0,4 + 2,15 + 0,8) + 3,65 = 26,35 \text{ cm.}$$

— **Pierderile în înfășurări**, conform relației (16.40):

— pentru înfășurarea de joasă tensiune

$$P_{elj} = mk_{rj} R_j I_j^2 = 3 \cdot 1,032 \cdot 3,57 \cdot 10^{-3} \cdot 360,75^2 = 1438,4 \text{ W,} \quad (19.27)$$

unde, factorul de majorare a pierderilor în curent alternativ, conform relației (16.40, b)

$$k_{rj} = 1 + 1,73 \alpha_p^2 \left(\frac{f}{\rho \cdot 10^4} \right)^2 a^4 (m_s^2 - 0,2) =$$

$$= 1 + 1,73 \cdot 0,84^2 \left(\frac{50}{0,022 \cdot 10^4} \right)^2 \cdot 0,425^4 (4^2 - 0,2) = 1,032 \quad (19.27, a)$$

în care:

$a = 0,425 \text{ cm}; b = 0,8 \text{ cm}$, sint dimensiunile conductorului de joasă tensiune;

$$\rho = \rho_{Cu75^\circ} = 0,022 \Omega \text{mm}^2/\text{m};$$

$$\alpha_p = k_R \frac{bH}{H_{Bj}} = 0,934 \cdot \frac{0,8 \cdot 36}{32} = 0,84 \text{ conform relației (16.40, c);}$$

coeficientul lui Rogowski, conform relației (16.49, c) fiind,

$$k_R = 1 - \frac{a_j + a_i + a_{ji}}{\pi H_{Bj}} = 1 - \frac{2,15 + 3,65 + 0,8}{\pi \cdot 32} = 0,934; \quad (19.27, b)$$

$n = 2w_{sj} = 2 \cdot 18 = 36$ conductoare pe înălțimea bobinei, deoarece conductoarele în paralel sint cîte două suprapuse axial;

$m_s = 4$ deoarece, la cele două straturi ale bobinei, conductoarele în paralel sint și cîte două suprapuse radial;

— pentru înfășurarea de înaltă tensiune

$$P_{eli} = mk_{ri} R_i I_i^2 = 3 \cdot 1,01 \cdot 8,25 \cdot 8,33^2 = 1734,5 \text{ W,} \quad (19.28)$$

unde, factorul de majorare a pierderilor în curent alternativ, conform relației (16.40, b)

$$k_{ri} = 1 + 1,73 \alpha_p^2 \left(\frac{f}{\rho \cdot 10^4} \right)^2 a^4 (m_s^2 - 0,2) =$$

$$= 1 + 1,73 \cdot 0,81^2 \left(\frac{50}{0,022 \cdot 10^4} \right)^2 \cdot 0,18^4 \cdot (13^2 - 0,2) = 1,01, \quad (19.28, a)$$

în care :

$a = 0,18 \text{ cm}$; $b = 0,212 \text{ cm}$, sint dimensiunile conductorului de înaltă tensiune;

$$\rho = \rho_{Cu75^\circ} = 0,022 \text{ } \Omega\text{mm}^2/\text{m};$$

$$\alpha_p = k_R \frac{bn}{H_{Bi}} = 0,933 \frac{0,212 \cdot 129}{31,5} = 0,81; \quad (19.28, b)$$

coeficientul lui Rogowski, pentru $H_{Bi} = 31,5 \text{ cm}$ rezultă

$k_R = 0,933$, adică practic identic cu cel anterior (pentru joasă tensiune);

$n = w_{si} = 129$ conductoare pe înălțimea bobinei;

$m_s = n_{si} = 13$ conductoare pe grosimea bobinei.

— Densitățile de suprafață ale pierderilor în înfășurări:

— pentru înfășurarea de joasă tensiune, conform relației (16.41)

$$q_j = \frac{P_{ej}}{cS_{wj}} = \frac{1\,438,4}{3 \cdot 0,61} = 786 \text{ W/m}^2, \quad (19.29)$$

unde :

$c = m = 3$ coloane;

$$S_{wj} = 0,8 \cdot \pi (D_{ij} + 2D_{mj} + D_{ej})H_{Bj} = 0,8 \cdot \pi (16,8 + 2 \cdot 19 + 21,1) \cdot 32 = 6\,104 \text{ cm}^2 \approx 0,61 \text{ m}^2, \quad (19.29, a)$$

în care (fig. 16.8):

$0,8$ ține cont de reducerea suprafeței de răcire de către distanțori;

$D_{ij} = D_c + 2a_{mj} = 16 + 2 \cdot 0,4 = 16,8 \text{ cm}$ este diametrul interior al înfășurării de joasă tensiune;

$D_{ej} = D_{ij} + 2a_j = 16,8 + 2 \cdot 2,15 = 21,1 \text{ cm}$ este diametrul exterior al înfășurării de joasă tensiune;

— pentru înfășurarea de înaltă tensiune, conform relației (16.41, a)

$$q_i = \frac{P_{ei}}{cS_{wi}} = \frac{1\,734,5}{3 \cdot 0,8772} = 659 \text{ W/m}^2, \quad (19.30)$$

unde :

$$S_{wi} = \pi [0,8(D_{ii} + 2D'_{mi}) + D_{ei}]H_{Bi} =$$

$$= \pi [0,8(22,7 + 2 \cdot 25,3) + 30]31,5 = 8\,772 \text{ cm}^2 = 0,8772 \text{ m}^2, \quad (19.30, a)$$

în care (fig. 16.8):

$D_{ii} = D_{mi} - a_i = 26,35 - 3,65 = 22,7 \text{ cm}$, este diametrul interior al înfășurării de înaltă tensiune;

$$D'_{mi} = D_{ii} + 2n'_i a' + a_{ia} = 22,7 + 2 \cdot 5 \cdot 0,21 + 0,5 = 25,3 \text{ cm},$$

este diametrul mediu al canalului de răcire, care se prevede spre interiorul grosimii înfășurării de înaltă tensiune la cca. $1/3$ din a_i , adică după $n'_i = 5$ straturi din cele 13 straturi câte are înfășurarea;

$D_{ei} = D_{mi} + a_i = 26,35 + 3,65 = 30 \text{ cm}$, este diametrul exterior al înfășurării de înaltă tensiune; această suprafață este spălată în întregime de uleiul de răcire.

Alăt q_j cît și q_i se încadrează în limitele normale (v. paragraful 16.4.1).

— Pierderile electrice totale, sau pierderile la funcționarea în scurt-circuit la curenții nominali, conform relației (16.41, b)

$$P_{KN} = P_{elj} + P_{eli} = 1\,438,4 + 1\,734,5 \approx 3\,173 \text{ W}, \quad (19.31)$$

valoare, care se încadrează în limitele admise conform STAS 1703/7-80, abaterea trebuind să fie de $+10\%$ din P_{KN} , impuse prin temă (v. tabelul 3.8).

OBSERVAȚIE. Înainte de determinarea maselor înfășurărilor, a pierderilor și curenților la funcționarea în gol, este recomandabil a se proceda la verificarea încadrării în limitele admisibile a tensiunii de scurtcircuit, adică a verifica dacă dimensiunile stabilite pînă acum sint bune sau nu.

— Componenta activă a tensiunii de scurtcircuit, conform relației (16.48)

$$u_{ka} = \frac{P_{KN}}{S_N} 100 = \frac{3\,173}{250 \cdot 10^3} \cdot 100 = 1,269\%. \quad (19.32)$$

— Componenta reactivă a tensiunii de scurtcircuit, conform relației (16.49)

$$u_{kr} = \frac{2\pi f w_i I_i l_m \delta' k_q}{c_i H_{Bj}} k_R 100 = \frac{2 \cdot \pi \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 50 \cdot 1\,558 \cdot 8,33 \cdot 0,7\,335 \cdot 2,93 \cdot 1}{6,42 \cdot 32} \cdot 0,934 \cdot 100 = 5\%, \quad (19.32, a)$$

unde :

conform relației (16.49, a).

$$\delta' = a_{ji} + \frac{a_{ja} + a_{ia}}{4} + \frac{a_j + a_i}{3} = 0,8 + \frac{0,3 + 0,5}{4} + \frac{2,15 + 3,65}{3} = 2,93 \text{ cm};$$

conform relației (16.49, b)

$$l_m = \pi \left[D_c + 2a_{mj} + a_{ji} + \frac{a_i + a_{ia} + 3(a_j + a_{ja})}{2} \right] = \pi \left[16 + 2 \cdot 0,4 + 0,8 + \frac{3,65 + 0,5 + 3(2,15 + 0,3)}{2} \right] = 73,35 \text{ cm} = 0,7335 \text{ m};$$

$$k_R = 0,934 \text{ (v. rel. 19.27, b);}$$

conform relației (16.49, d)

$$k_q = 1 + \frac{x^2 H_B}{r \delta' k_R} = 1 + \frac{0,0156^2 \cdot 32}{3 \cdot 2,93 \cdot 0,934} \approx 1,$$

în care, conform figurii 16.40, c

$$x = \frac{H_x}{H_B} = \frac{0,5}{32} = 0,0156$$

cu

$$H_x = H_{Bj} - H_{Bi} = 32 - 31,5 = 0,5 \text{ cm};$$

$$r = 3.$$

— Tensiunea de scurtcircuit, conform relației (16.50, c)

$$u_k = \sqrt{u_{ka}^2 + u_{kr}^2} = \sqrt{1,296^2 + 5^2} = 5,16\%. \quad (19.33)$$

Deoarece valoarea obținută nu se încadrează în abaterile limită admise de STAS 1703/1 - 80, (v. tabelul 3.8) care sînt de $\pm 10\%$ din $u_{KN} = 6\%$ impus prin temă (valoarea calculată trebuie să fie cuprinsă între limitele $5,4 \div 6,6\%$) se vor schimba dimensiunile conductoarelor, astfel, încît fereastra transformatorului (deci și bobinele) să rezulte cu o înălțime mai mică și o lățime mai mare.

Se reiau deci din nou etapele de calcul, de la relațiile (19.15), toate considerațiile și explicațiile anterioare rămînd valabile.

— **Dimensiunile conductoarelor :**

— pentru înfășurarea de înaltă tensiune se menține același conductor ca anterior (v. rel. 19.15)

Sîrmă O-1,8 $\times$ 2,12 STAS 2873/1-86 (gros. izol. 0,3 mm) = 3,45 mm²;

$$a' \times b' = 2,1 \times 2,42 \text{ mm}^2; \quad (19.34)$$

— pentru înfășurarea de joasă tensiune (tot cu 4 fire în paralel)

Sîrmă O-4(4,75 $\times$ 7,1 STAS 2873/1-86) (gros. izol. 0,36 mm) = 4 $\cdot$ 32,9 = 131,6 mm²;

$$a' \times b' = 5,11 \times 7,46 \text{ mm}^2. \quad (19.34, a)$$

— **Valorile definitive ale densităților de curent :**

$$J_i = \frac{I_i}{s_{si}} = \frac{8,33}{3,45} = 2,41 \text{ A/mm}^2; \quad (19.34, b)$$

$$J_j = \frac{I_j}{s_{sj}} = \frac{360,75}{131,6} = 2,74 \text{ A/mm}^2.$$

— **Tipul și dimensiunile înfășurărilor** se stabilesc identic ca și în varianta anterioară.

Înălțimea bobinei de joasă tensiune (v. rel. 19.20), va fi

$$H_{Bj} = (w_{sj} + 1)h_{sj} + n_j h_s = (18 + 1) \cdot 1,492 \cdot 1,01 = 28,63 \text{ cm} \approx 29 \text{ cm}, \quad (19.35)$$

unde noul h_s (v. rel. 19.19) este

$$h_s = 2b' = 2 \cdot 7,46 = 14,92 \text{ mm} = 1,492 \text{ cm}.$$

— **Înălțimea ferestrei**, pentru aceleași distanțe de izolație ca în relațiile (19.18, a), rezultă din relația (19.18)

$$L_c = H_{Bj} + 2s_{im} = 29 + 2 \cdot 2,5 = 34 \text{ cm}. \quad (19.35, a)$$

unde s-a considerat $s_{im} = s_{im} = 2,5 \text{ cm}$, pentru a rezulta bobinele cu aceeași înălțime, deși se putea lua s_{im} mai mic (v. rel. 19.20, a).

— **Numărul de spire pe un strat :**

— pentru înfășurarea de joasă tensiune, rămîne același număr dat de relația (19.19, a), adică

$$w_{sj} = 18 \text{ spire/strat}. \quad (19.36)$$

Pentru cele $w_j = 36$ spire, rezultă că bobina va avea tot două straturi cu un canal axial $a_{ja} = 3 \text{ mm}$, între straturi;

— pentru înfășurarea de înaltă tensiune (v. rel. 19.21)

$$w_{si} = \frac{H_B}{b'} - 1 = \frac{29}{0,242} - 1 = 118,83 \text{ spire/strat}.$$

Se stabilesc

$$w_{si} = 118 \text{ spire/strat}. \quad (19.36, a)$$

Numărul de straturi

$$n_{si} = \frac{w_{ir}}{w_{si}} = \frac{1636}{118} = 13,86, \text{ straturi},$$

ceea ce înseamnă că înfășurarea de înaltă tensiune va avea

$$n_{si} = 14 \text{ straturi}, \quad (19.36, b)$$

din care 13 straturi cu 118 spire și ultimul strat cu 102 spire.

Tensiunea între straturi (v. rel. 19.22) rezultă

$$U_s = 2w_{si}e_1 = 2 \cdot 118 \cdot 6,42 \approx 1515 \text{ V}, \quad (19.36, c)$$

rezultînd aceeași grosime a izolației dintre straturi, $\delta_s = 0,36 \text{ mm}$ cu cea din relația (19.22, a) și aceeași depășire a capetelor bobinei cu 1,6 mm în fiecare parte.

— **Grosimea înfășurărilor** rezultă :

— pentru înfășurarea de joasă tensiune (v. rel. 19.23)

$$a_j = n_{sj}a_s + n_a a_{ja} + (n_s - n_a - 1)\delta_{iz} = 2 \cdot 10,22 + 1 \cdot 3 + (2 - 1 - 1)\delta_{iz} = 23,44 \text{ mm} \approx 2,35 \text{ cm}, \quad (19.37)$$

unde :

$a_s = 2a' = 2 \cdot 5,11 = 10,22 \text{ mm}$, este noua grosime a stratului;

— pentru înfășurarea de înaltă tensiune (v. rel. 19.23, a)

$$a_i = n_{si}a' + a_{ia} + (n_{si} - 2)\delta_s =$$

$$= 14 \cdot 2,1 + 5 + (14 - 2) \cdot 0,36 = 38,72 \text{ mm} \approx 3,9 \text{ cm}. \quad (19.37, a)$$

— **Lățimea ferestrei transformatorului** (v. rel. 19.24)

$$T = 2(a_{mj} + a_j + a_{ji} + a_i) + a_{ii} =$$

$$= 2(0,4 + 2,35 + 0,8 + 3,9) + 0,8 = 15,7 \text{ cm} \approx 16 \text{ cm}, \quad (19.38)$$

adică valoarea care fusese estimată cu relația (19.9, a).

D. Recalcularea pierderilor în înfășurări și în fier și a curentului de funcționare în gol

— **Rezistențele înfășurărilor pe fază :**

— pentru înfășurarea de joasă tensiune (v. rel. 19.25)

$$R_j = \rho_{Cu75^\circ} \frac{w_j l_{medj}}{s_{sj}} = 0,022 \frac{36 \cdot 0,601}{131,6} = 3,61 \cdot 10^{-3} \Omega, \quad (10.39)$$

unde :

$$l_{medj} = \pi D_{m2} = \pi \cdot 19,15 = 60,1 \text{ cm} = 0,601 \text{ m},$$

cu

$$D_{m2} = D_c + 2a_{mj} + a_j = 16 + 2 \cdot 0,4 + 2,35 = 19,15 \text{ cm};$$

— pentru înfășurarea de înaltă tensiune (v. rel. 19.26)

$$R_i = \rho_{Cu75} \frac{w_i l_{med i}}{s_{wt}} = 0,022 \frac{1558 \cdot 0,848}{3,45} = 8,42 \Omega, \quad (10.39, a)$$

unde:

$$l_{med i} = \pi D_{m1} = \pi \cdot 27 = 84,8 \text{ cm} = 0,848 \text{ m},$$

cu

$$D_{m1} = D_c + 2(a_{mj} + a_j + a_{ji}) + a_i = 16 + 2(0,4 + 2,35 + 0,8) + 3,9 = 27 \text{ cm}.$$

— Pierderile în înfășurări:

— în înfășurarea de joasă tensiune (v. rel. 19.27)

$$P_{eij} = m k_{rj} R_j I_j^2 = 3 \cdot 1,047 \cdot 3,61 \cdot 10^{-3} \cdot 360,75^2 = 1475,6 \text{ W} \quad (19.40)$$

unde, pe baza relațiilor (19.27, a și b):

$$k_{rj} = 1 + 1,73 \alpha_p^2 \left(\frac{f}{\rho \cdot 10^4} \right)^2 a^4 (m_s^2 - 0,2) =$$

$$= 1 + 1,73 \cdot 0,812^2 \left(\frac{50}{0,022 \cdot 10^4} \right)^2 \cdot 0,475^4 (4^2 - 0,2) = 1,047 \quad (19.40, a)$$

și în care:

$$a = 0,475 \text{ cm}; b = 0,71 \text{ cm};$$

$$k_R = 1 - \frac{a_j + a_i + a_{ji}}{\pi H_B} = 1 - \frac{2,35 + 3,9 + 0,8}{\pi \cdot 29} = 0,922; \quad (19.40, b)$$

$$\alpha_p = k_R \frac{b_n}{H_B} = 0,922 \cdot \frac{0,71 \cdot 36}{29} = 0,812;$$

— în înfășurarea de înaltă tensiune (v. rel. 19.28)

$$P_{eii} = m k_{ri} R_i I_i^2 = 3 \cdot 1,01 \cdot 8,42 \cdot 8,33^2 = 1770,3 \text{ W}, \quad (19.41)$$

unde, pe baza relațiilor (19.28, a și b)

$$k_{ri} = 1 + 1,73 \alpha_p^2 \left(\frac{f}{\rho \cdot 10^4} \right)^2 a^4 (m_s^2 - 0,2) =$$

$$= 1 + 1,73 \cdot 0,795^2 \left(\frac{50}{0,022 \cdot 10^4} \right)^2 \cdot 0,18^4 (14^2 - 0,2) \approx 1,01,$$

în care:

$$a = 0,18 \text{ cm}; b = 0,212 \text{ cm};$$

$$n = w_{ei} = 118 \text{ conductoare/înălțimea bobinei};$$

$$\alpha_p = k_R \frac{b_n}{H_B} = 0,922 \frac{0,212 \cdot 118}{29} = 0,795;$$

$$m_s = n_{si} = 14 \text{ conductoare pe grosimea bobinei}.$$

— Pierderile electrice totale sau pierderile la funcționarea în scurt-circuit la curenții nominali (v. rel. 19.31)

$$P_{kN} = P_{eij} + P_{eii} = 1475,6 + 1770,3 \approx 3246 \text{ W}, \quad (19.42)$$

valoarea care se încadrează în limitele admise de STAS 1703/7-80 (v. tabelul 3.8).

— Densitățile de suprafață ale pierderilor din înfășurări:

— pentru înfășurarea de joasă tensiune (v. rel. 19.29)

$$q_j = \frac{P_{eij}}{s_{wt}} = \frac{1475,6}{3 \cdot 0,5583} = 881 \text{ W/m}^2, \quad (19.43)$$

unde (v. rel. 19.29, a)

$$S_{wj} = 0,8 \cdot \pi (D_{ij} + 2D_{m2} + D_{ej}) H_B = 0,8 \cdot \pi (16,8 + 2 \cdot 19,15 + 21,5) \cdot 29 = 5583 \text{ cm}^2 = 0,5583 \text{ m}^2, \quad (19.43, a)$$

cu

$$D_{ej} = D_{ij} + 2a_j = 16,8 + 2 \cdot 2,35 = 21,5 \text{ cm};$$

— pentru înfășurarea de înaltă tensiune (v. rel. 19.30).

$$q_i = \frac{P_{eii}}{s_{wt}} = \frac{1770,3}{3 \cdot 0,8245} = 715 \text{ W/m}^2, \quad (19.44)$$

unde (v. rel. 19.30, a):

$$S_{wi} = \pi [0,8 (D_{ii} + 2D'_{m1}) + D_{ei}] H_B =$$

$$= \pi [0,8 (23,1 + 2 \cdot 25,7) + 30,9] \cdot 29 = 8245 \text{ cm}^2 = 0,8245 \text{ m}^2,$$

în care:

$$D_{ii} = D_{m1} - a_i = 27 - 3,9 = 23,1 \text{ cm};$$

$$D'_{m1} = D_{ii} + 2n'_s a' + a_{ia} = 23,1 + 2 \cdot 5 \cdot 0,21 + 0,5 = 25,7 \text{ cm},$$

considerind, ca și anterior, canalul de răcire la cca. 1/3 din a_i (spre interior), adică după $n'_s = 5$ straturi din cele 14 straturi câte are înfășurarea de înaltă tensiune;

$$D_{ei} = D_{m1} + a_i = 27 + 3,9 = 30,9 \text{ cm}.$$

Cum se observă, atât q_j cât și q_i se încadrează în limitele normale indicate la paragraful 16.4.1 (v. relațiile 16.41 și 16.41, a).

— Masele conductoarelor înfășurărilor se determină cu relația (16.42):

— pentru înfășurarea de joasă tensiune

$$G_{wj} = \gamma_{Cu} s_{wj} w_j l_{med j} = 8,9 \cdot 10^{-3} \cdot 1,316 \cdot 36 \cdot 60,1 = 25,4 \text{ kg};$$

— pentru înfășurarea de înaltă tensiune

$$G_{wi} = \gamma_{Cu} s_{wi} w_i l_{med i} = 8,9 \cdot 10^{-3} \cdot 0,0345 \cdot 1636 \cdot 84,8 = 42,6 \text{ kg}. \quad (19.45, a)$$

— Dimensiunile definitive ale miezului feromagnetic sînt deci (v. fig. 16.2):

$D_c = 16 \text{ cm}$ (v. rel. 19.6), cu dimensiunile treptelor conform figurii 19.1, pentru care au rezultat:

$$S_c = 173 \text{ cm}^2 \text{ (v. rel. 19.7);}$$

$$S_j = 183 \text{ cm}^2 \text{ (v. rel. 19.8);}$$

$$L_c = 34 \text{ cm (v. rel. 19.35, a);}$$

$$T = 16 \text{ cm (v. rel. 19.38);}$$

$$M = T + D_c = 16 + 16 = 32 \text{ cm};$$

$$L_j = 2M + 0,9 D_c = 78,4 \text{ cm (v. rel. 19.9, b)}.$$

— **Masa netă a fierului**, conform relațiilor (16.43, b):

— pentru coloane

$$G_{Fec} = 3 S_c L_c \gamma_{Fe} = 3 \cdot 173 \cdot 34 \cdot 7,65 \cdot 10^{-3} = 135 \text{ kg}; \quad (19.46)$$

— pentru juguri

$$G_{Fej} = 2 S_j L_j \gamma_{Fe} = 2 \cdot 183 \cdot 78,4 \cdot 7,65 \cdot 10^{-3} = 219 \text{ kg}. \quad (19.46, a)$$

— **Pierderile în fier**, care reprezintă și pierderile la funcționarea în gol, conform relației (16.44) — a se vedea și relația (19.10)

$$P_0 \approx P_{Fe} = k_p p_{10,50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,3} (B_c^2 G_{Fec} + B_j^2 G_{Fej}) =$$

$$= 1,07 \cdot 0,45 \left(\frac{50}{50} \right)^{1,3} (1,676^2 \cdot 135 + 1,584^2 \cdot 219) = 447 \text{ W}. \quad (19.47)$$

Dacă pentru k_p se folosește valoarea din practica de fabricație a transformatoarelor (v. observația de la relația 16.44), atunci (considerind $k_p = 1,25$) rezultă

$$P_0 = 447 \frac{1,25}{1,07} \approx 522 \text{ W}, \quad (19.47, a)$$

valoare care se încadrează în toleranțele impuse de STAS 1703/1-80 (v. tabelul 3.8).

— **Componenta activă a curentului de funcționare în gol**, conform relației (16.45)

$$I_{0a} = \frac{P_{Fe}}{m U_{lf}} = \frac{522}{3 \cdot 10 \cdot 000} = 0,0174 \text{ A}. \quad (19.48)$$

— **Componenta reactivă a curentului de funcționare în gol**, conform relației (16.46, b)

$$I_{0r} = I_{\mu} = \frac{H_c L_c + H_j L_j + u_g \frac{B_i}{\mu_0} \delta_i}{\sqrt{2 m_i}}$$

$$= \frac{2,5 \cdot 34 + 1,78,4 + 2 \frac{1,18}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-2}} \cdot 0,25 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{2 \cdot 1558}} = 0,096 \text{ A}, \quad (19.48, a)$$

în care $\eta_g = 2$, iar din anexa 4 rezultă:

— pentru $B_c = 1,676 \text{ T} \Rightarrow H_c = 2,5 \text{ A/cm}$;

— pentru $B_j = 1,584 \text{ T} \Rightarrow H_j = 1 \text{ A/cm}$;

— pentru unghiul de îmbinare dintre tolele coloanelor și jugurilor $\alpha = 45^\circ$ rezultă:

$$\delta_i \approx 0,025 \cdot 10^{-3} \text{ m};$$

$$B_i = B_c \cos \alpha = 1,676 \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} = 1,18 \text{ T}.$$

— **Curentul (total), la funcționarea în gol** a transformatorului (valoare eficace), conform relației (16.47)

$$I_{10} = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{\mu}^2} = \sqrt{0,0174^2 + 0,096^2} = 0,0975 \text{ A} \quad (19.48, b)$$

sau în %, conform relației (16.47, a)

$$I_{10} [\%] = \frac{I_{10}}{I_i} 100 = \frac{0,0975}{8,33} 100 \approx 1,17 \%. \quad (19.48, c)$$

E. Tensiunea de scurtcircuit

— **Componenta activă a tensiunii de scurtcircuit**, conform relației (16.48)

— v. și relația (19.32)

$$u_{ka} = \frac{P_{k\Delta}}{S_N} 100 = \frac{3246}{250 \cdot 10^3} 100 = 1,298 \%. \quad (19.49)$$

— **Componenta reactivă a tensiunii de scurtcircuit**, conform relației (16.49) — v. și relația (19.32, a)

$$u_{kr} = \frac{2\pi u_0 f w_1 I_i l_m \delta' k_R}{e_1 H_R} k_R 100 =$$

$$= \frac{2 \cdot \pi \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 50 \cdot 1558 \cdot 8,33 \cdot 0,747 \cdot 3,08 \cdot 1}{6,42 \cdot 29} 0,922 \cdot 100 = 5,83 \%, \quad (19.49, a)$$

unde:

— conform relației (16.49, a)

$$\delta' = a_{ji} + \frac{a_{ja} + a_{ia}}{4} + \frac{a_j + a_i}{3} = 0,8 + \frac{0,3 + 0,5}{4} + \frac{2,35 + 3,9}{3} = 3,08 \text{ cm};$$

— conform relației (16.49, b)

$$l_m = \pi \left[D_c + 2a_{mj} + a_{ji} + \frac{a_i + a_{ia} + 3(a_i + a_{ja})}{2} \right] =$$

$$= \pi \left[16 + 2 \cdot 0,4 + 0,8 + \frac{3,9 + 0,5 + 3(2,35 + 0,3)}{2} \right] = 74,7 \text{ cm} = 0,747 \text{ m};$$

$$k_R = 0,922 \text{ (v. rel. 19.40, b)};$$

$k_q \approx 1$, deoarece înălțimile bobinelor de joasă și înaltă tensiune sînt aproximativ egale.

— **Tensiunea de scurtcircuit**, conform relației (16.50, c) — v. și relația (19.33)

$$u_k = \sqrt{u_{ka}^2 + u_{kr}^2} = \sqrt{1,298^2 + 5,83^2} = 5,97 \% \quad (19.49, b)$$

valoare, care se încadrează în abaterile admise de STAS 1703/1-80 (v. tabelul 3.8), care sînt de $\pm 10\%$ din u_{kN} .

Rezultă deci că pentru noile dimensiuni ale conductorului înfășurării de joasă tensiune, pentru care au rezultat și alte dimensiuni ale înfășurării și ferestrei transformatorului, tensiunea de scurtcircuit s-a încadrat în limitele admise. Aceste dimensiuni se consideră deci ca fiind definitive, bineînțeles dacă ele vor corespunde și la verificările mecanice și termice.

În figura 19.2 este reprezentată, la scară, secțiunea transversală prin înfășurările transformatorului, din exemplul considerat, din care reiese atît modul concret de realizare a izolațiilor pentru distanțele prevăzute, cît și forma constructivă cu dimensiunile reale ale înfășurărilor.

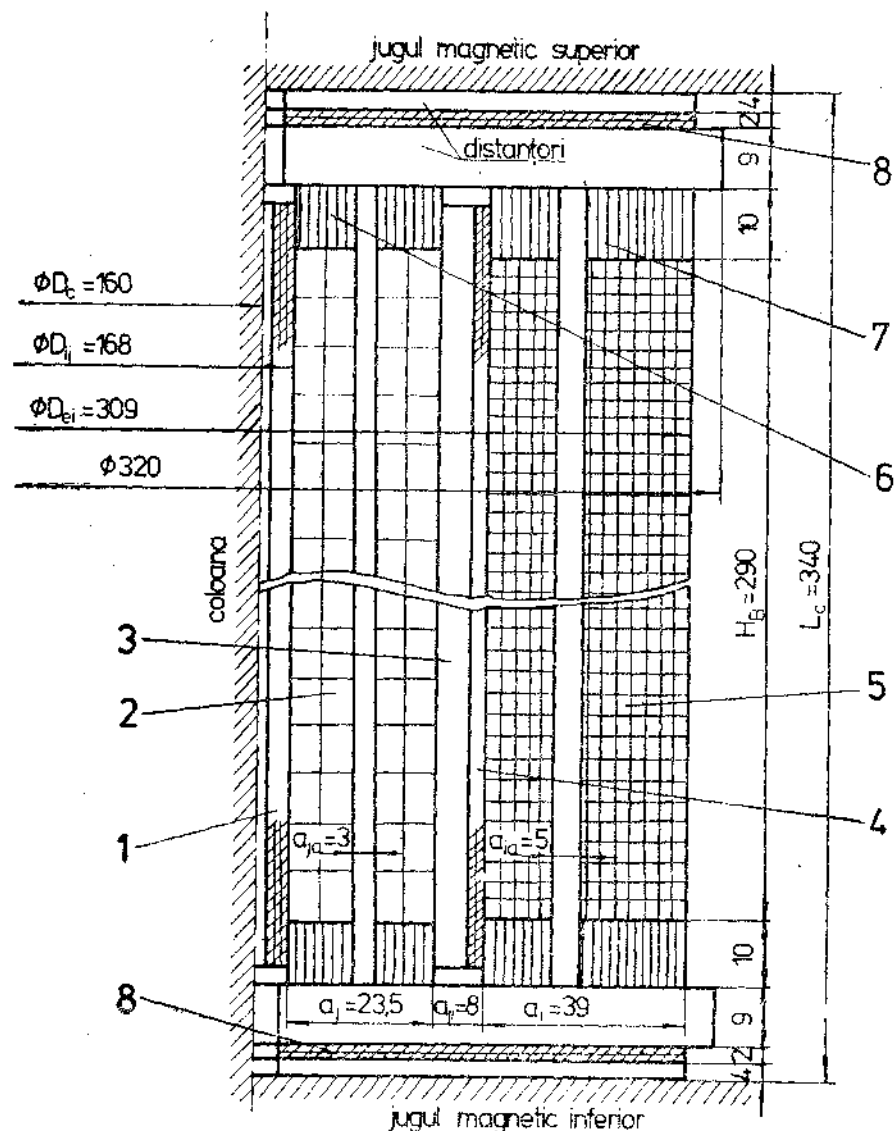


Fig. 19.2. Secțiunea transversală prin înfășurările transformatorului trifazat în ulei de 250 kVA, 10/0,4 kV:

1 — cilindru izolant gros de 3 mm; 2 — înfășurarea de j.t.; 3 — pană de distanță (pertinax); 4 — izolație de carton gros de 2 mm; 5 — înfășurare de i.t.; 6 — izolație de egalizare înfășurare de j.t. (trafoboard); 7 — izolație de egalizare înfășurare de i.t. (trafoboard); 8 — inel izolant cu distanțori.

Întreaga înfășurare (j.t. + i.t.) este realizată din punct de vedere tehnologic, sub formă de înfășurare monolit, adică înfășurarea de i.t. se deapănă (bobinează) direct peste înfășurarea de j.t., evident cu prevederea penelor 3 și izolației 4 (fig. 19.2).

Spirele de reglaj sînt prevăzute la exteriorul înfășurării de înaltă tensiune, pe ultimele două straturi.

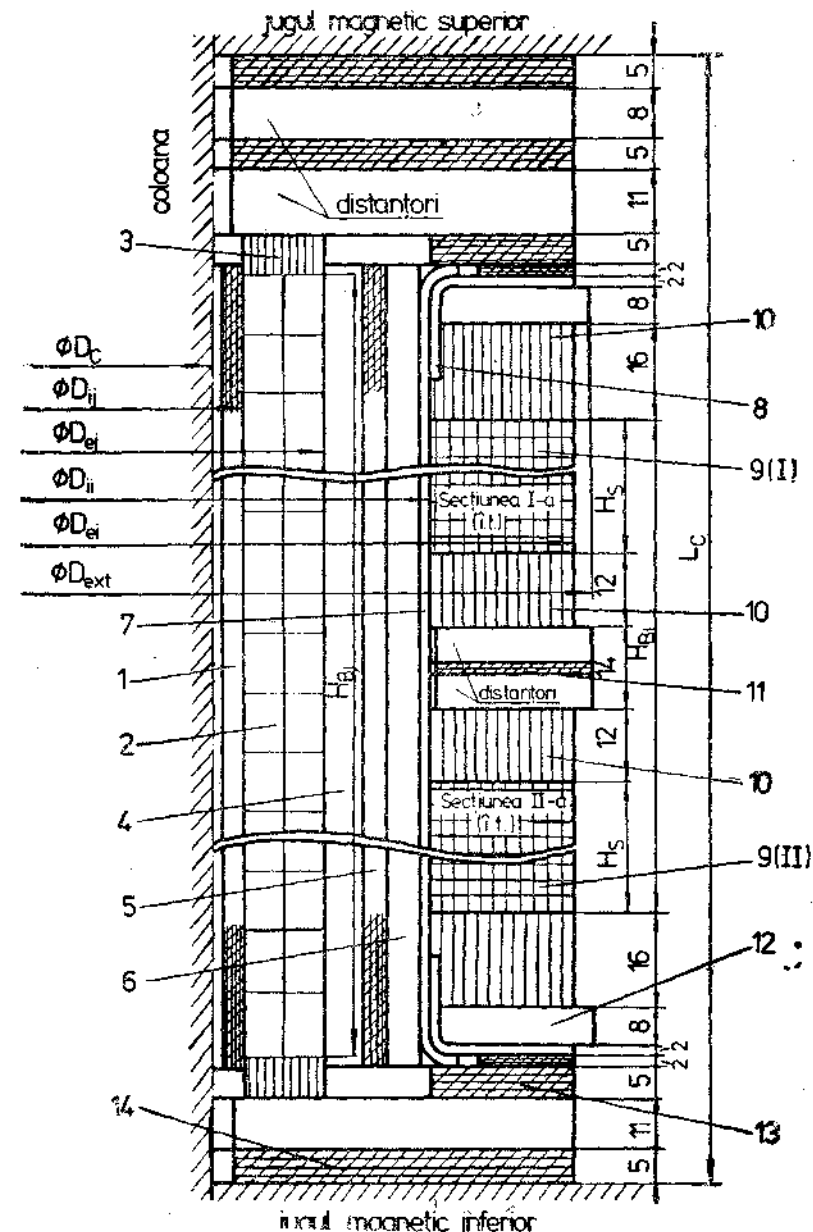


Fig. 19.3. Secțiune transversală prin înfășurările unui transformator de putere mijlocie 200 kVA, 30/0,4 kV:

1 — cilindru izolant gros de 4 mm; 2 — înfășurare de j.t.; 3 — izolație egalizare înfășurare de j.t.; 4 — pene de consolidare și distanțare din pertinax; 5 — cilindru izolant gros de 4 mm; 6 — pene consolidare și distanțare din carton; 7 — cilindru izolant moale (din straturi de hârtie, gros de 2 mm); 8 — șaibă răsfrântă (carton) gros de 2 mm; 9 — înfășurare de i.t. în două secțiuni (galefi); 10 — egalizatori izolanți i.t.; 11 — inel cu distanțori din carton; 12 — distanțori; 13 — inel izolant pentru egalizare bobină i.t.; 14 — inel izolant cu distanțori.

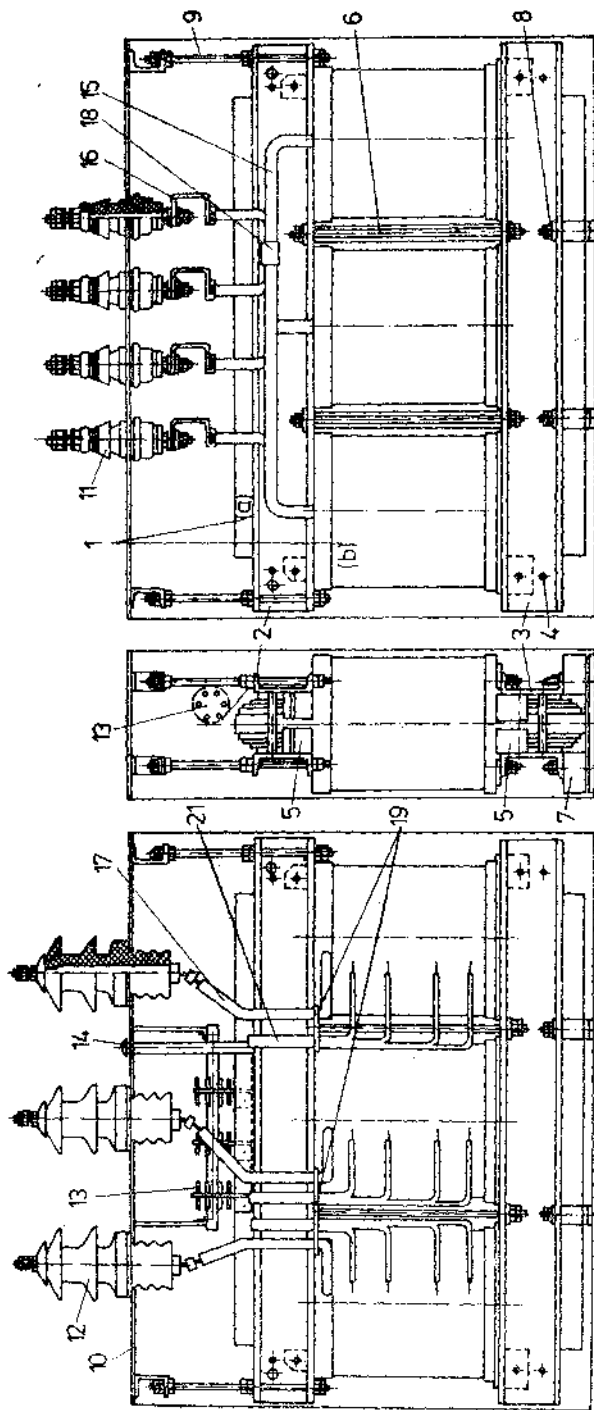


Fig. 19.4. Ansamblu miez feromagnetic bobinat, cu capacul cuvei și izolatoarele de trecere ale transformatorului de 250 kVA, 10/0,4 kV: 1 — ansamblu miez feromagnetic bobinat (a — miez; b — înfășurări); 2 — consolă de presare, jug superior; 3 — consolă de presare, jug inferior; 4 — buloane de strângere a consolelor; 5 — piese izolante pentru presare bobine; 6 — tiranți; 7 — tălpi izolante susținere; 8 — șuruburi cu piulițe pentru fixare tălpi; 9 — tiranți susținere capac cuvă; 10 — capac cuvă; 11 — izolatoare j.t.; 12 — izolatoare i.t.; 13 — comutator de reglaj; 14 — dispozitiv acționare comutator; 15 — conexiuni j.t.; 16 — legături flexibile j.t.; 17 — conexiuni i.t.; 18 — mufe fixare legături j.t.; 19 — plăci de conexiuni i.t.

În cazul transformatoarelor la care tensiunile nominale ale înfășurărilor sînt egale sau mai mari ca 20 kV, atunci pentru creșterea rigidității dielectrice a distanțelor de izolație indicate în tabelul 16.3, se prevăd la acea înfășurare (sau la ambele înfășurări dacă ambele tensiuni ≥ 20 kV), măsuri constructive suplimentare.

Asfel, în figura 19.3, sînt prevăzuți la înfășurarea de înaltă tensiune, care are $U_{iN} = 30$ kV, atât cilindrul izolant moale (poz. 7) cu grosimea de 2 mm, realizat din mai multe straturi de hîrtie de 0,06 mm răsfrînt parțial peste partea frontală a înfășurării, cit și șaiba electroizolantă răsfrîntă (poz. 8) cu grosimea de 2 mm răsfrîntă pe toată partea frontală a înfășurării și confecționată separat din carton electrotehnic.

Se observă, de asemenea, că pentru o mai rațională utilizare a izolației conductorului, înfășurarea de înaltă tensiune care este de tip stratificată, este secționată în 2 galeți (notați cu secțiunea I și a II-a) și de înălțimea H_s fiecare, cit și faptul că distanțele de izolare față de juguri sînt diferite ($s_{jm} = 2,25$ cm și $s_{im} = 4,8$ cm), ceea ce a condus și la înălțimi diferite ale celor două înfășurări ($H_{Hj} > H_{Hi}$).

Acest lucru prezintă unele dezavantaje sub aspectul solicitărilor la forțele electrodinamice axiale, compensate însă de avantajul important al unei mai bune umpleri a ferestrei și deci la dimensiuni mai mici ale transformatorului.

În figura 19.4 este reprezentat ansamblul miez bobinat al transformatorului cu schela metalică, capacul cuvei și izolatoarele de j.t. și i.t., montate pe capac. Sînt evidențiate, de asemenea, conexiunile între înfășurări, la comutatorul de reglaj al tensiunii și la izolatoare, atît pe partea de înaltă tensiune cit și pe cea de joasă tensiune.

În figura 19.5 este reprezentat ansamblul general al transformatorului de 250 kVA, 10/0,4 kV, cu secțiune longitudinală și transversală.

F. Caracteristicile de funcționare

Caracteristicile externe se determină cu relația (16.51, a) în condițiile menționate de relația (16.51), iar caracteristica randamentului cu relația (16.52), pentru diferite valori ale lui $\beta = I_2/I_{2N}$ și pentru $U_1 = \text{constant}$ și $\cos \varphi_2 = \text{constant}$. Rezultatele calculului sînt trecute în tabelul 19.1 cu aju-

Tabelul 19.1

Caracteristicile de funcționare ale transformatorului de 250 kVA, 10/0,4 kV

$\beta = I_2/I_{2N}$		0	0,05	0,15	0,25	0,50	0,75	1,00	1,25
$\frac{U_2}{U_{2N}}$	$\cos \varphi_2 = 1$	1			0,996	0,993	0,99	0,986	0,983
	$\cos \varphi_2 = 0,7 \text{ ind}$	1			0,987	0,974	0,961	0,949	0,936
	$\cos \varphi_2 = 0,7 \text{ cap}$	1			1,008	1,016	1,024	1,032	1,04
η	$\cos \varphi_2 = 1$	0	0,959	0,984	0,988	0,989	0,987	0,985	0,982
	$\cos \varphi_2 = 0,7$	0	0,942	0,977	0,983	0,984	0,982	0,970	0,975

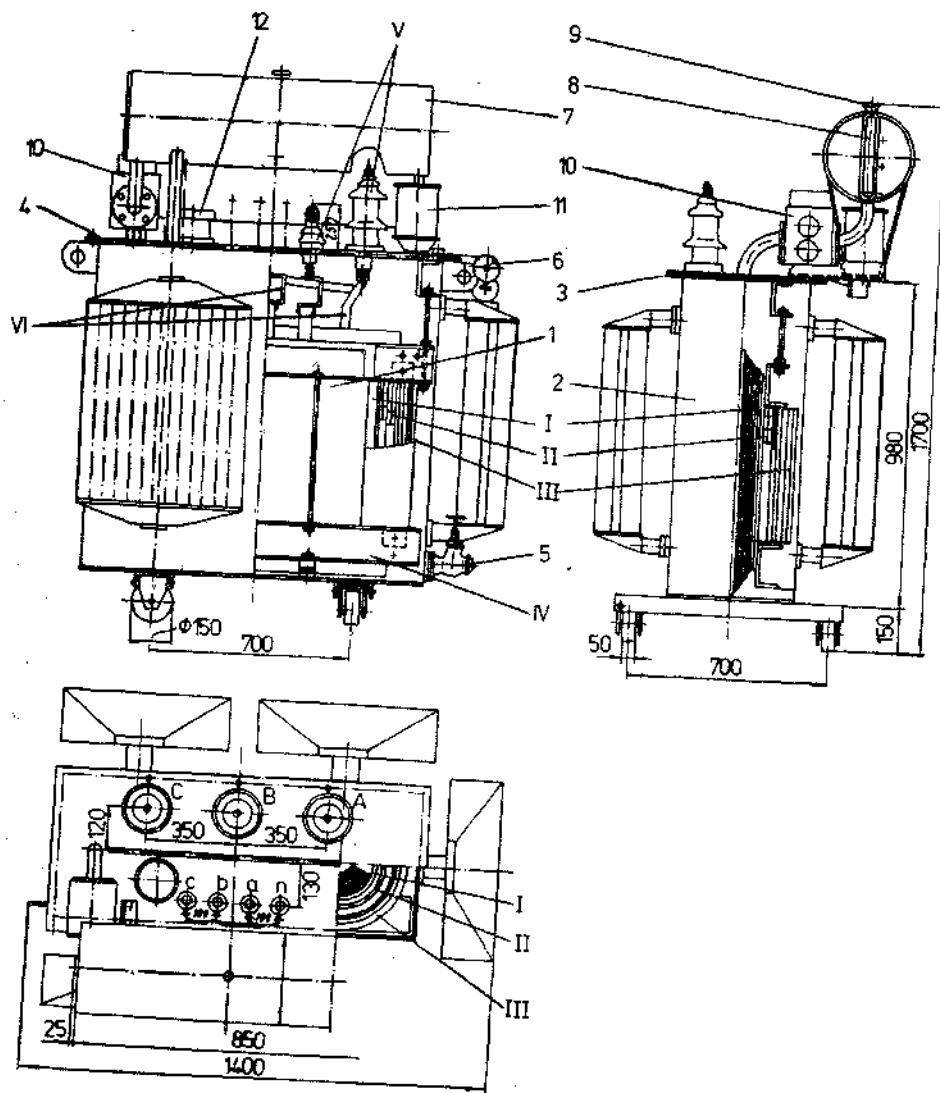


Fig. 19.5. Ansamblu general al transformatorului de 250 kVA, 10/0,4 kV:

1 — ansamblu parte decupabilă; I — miez feromagnetic; II — înfășurare de j.t.; III — înfășurare de i.t.; IV — ansamblu scheletă metalică; V — izolatoare; VI — conexiuni; 2 — cuvă cu radiatoare; 3 — garnitură capac; 4 — șurub fixare capac cuvă; 5 — robinet de golire; 6 — termometru cu cadran; 7 — conservator; 8 — nivelă de ulei; 9 — bușon de umplere cu ulei; 10 — releu de gaze (Buchholz); 11 — filtru de aer cu silicagel; 12 — supapă de siguranță.

lorul cărora s-au trasat caracteristicile de funcționare reprezentate în figura 19.6. În expresia randamentului s-a luat pentru P_0 , valoarea dată de relația (19.47, a). Din această expresie, se observă că atât pentru $\cos \varphi_2$ inductiv, cât și capacitiv, caracteristica randamentului este aceeași, depinzând doar de valoarea lui $\cos \varphi_2$, nu și de caracterul sarcinii (inductiv sau capacitiv).

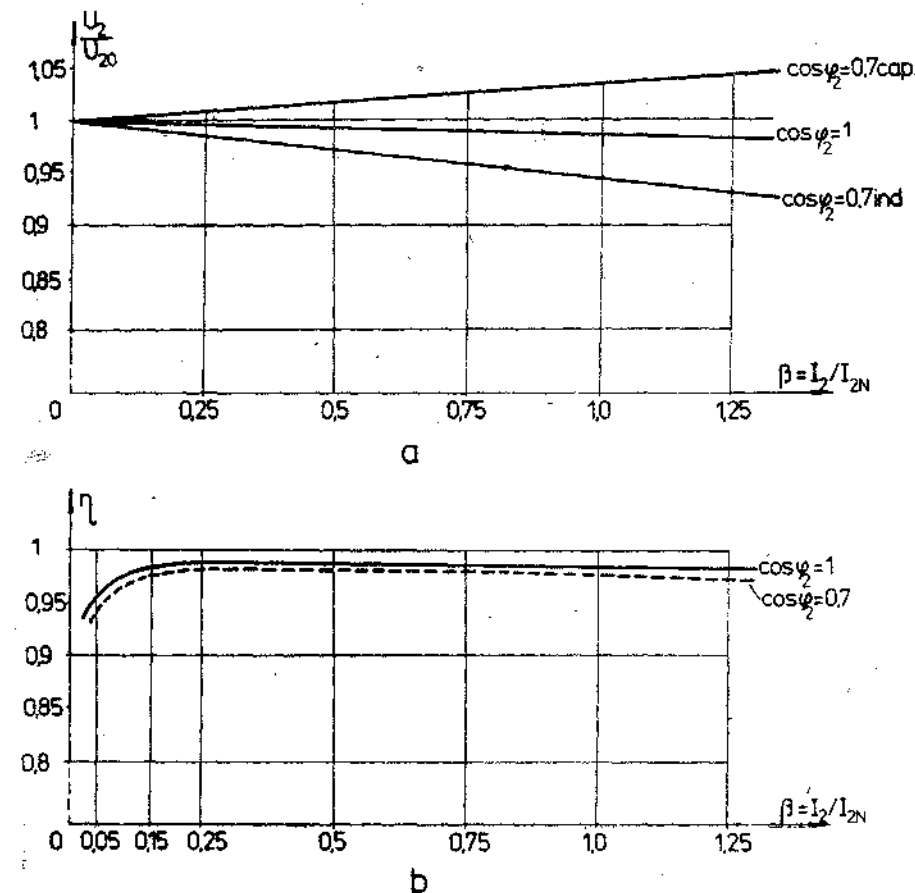


Fig. 19.6. Caracteristicile de funcționare ale transformatorului de 250 kVA, 10/0,4 kV:
a — caracteristicile externe; b — caracteristicile randamentului.

G. Verificarea solicitărilor mecanice

1. Verificarea înfășurărilor la acțiunea forțelor electrodinamice

Deoarece cele două înfășurări de j.t. și i.t. au aceleași înălțimi ($H_{Bj} \approx H_{Bi}$), iar spirele de reglaj al tensiunii sunt repartizate pe întreaga înălțime a înfășurării de i.t. (gama de reglaj de $\pm 5\%$, cuprinde un număr de $2 \cdot 78 = 156$ spire, care corespund ultimului strat de 102 spire și încă 54 spire din penultimul strat), rezultă că în funcționarea transformatorului nu apar nesimetrii axiale importante ale solenațiilor, care să conducă la forțe electrodinamice axiale periculoase.

De aceea înfășurările se vor verifica numai la acțiunea forțelor electrodinamice radiale. Se face de asemenea și o verificare la acțiunea forței interioare F_0 (fig. 17.2, a).

— Curentul de șoc, conform relației (17.1)

$$I_{km} = k_A \frac{100\sqrt{2}I_N}{\mu_k} = 1,7 \cdot \frac{100 \cdot \sqrt{2} \cdot 8,33}{5,97} = 335,5 \text{ A.} \quad (19.50)$$

— Forța radială, conform relației (17.2)

$$F_r = \mu_0 \frac{(w_l I_{km})^2 l_{meci} k_R}{2 H_R} = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{(1558 \cdot 335,5)^2 \cdot 0,848 \cdot 0,922}{2 \cdot 0,29} = 463 \cdot 10^3 \text{ N.} \quad (19.51)$$

— Forța interioară, care acționează în direcția axială asupra fiecărei înfășurări, conform relației (17.2, b)

$$F_0 = \frac{\delta'}{2H_R} F_r = \frac{3,08}{2 \cdot 29} 463 \cdot 10^3 \approx 25 \cdot 10^3 \text{ N.} \quad (19.51, a)$$

Efortul unitar la întindere în înfășurarea exterioară (i.t.), conform relației (17.4)

$$\sigma_r = \frac{F_r}{2\pi w_l s_{w_l}} = \frac{463 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot 1558 \cdot 3,45} = 13,7 \text{ MPa,} \quad (19.52)$$

valoare care este mai mică decât limitele admisibile ($\sigma_{adm} = 30-60 \text{ MPa}$ — pentru înfășurare din cupru).

— Eforturile unitare de compresiune dintre conductoarele înfășurărilor (datorită forței interioare F_0), conform relației (17.7):

— pentru înfășurarea de joasă tensiune

$$\sigma_{aj} = \frac{F_0}{l_{meci} a'_j} = \frac{25 \cdot 10^3}{601 \cdot 20,5} = 2,03 \text{ MPa} < \sigma_{adm} = 20 \text{ MPa,} \quad (19.53)$$

unde:

$a'_j = a_j - a_{ja} = 23,5 - 3 = 20,5 \text{ mm}$, este grosimea netă a înfășurării de j.t.;

— pentru înfășurarea de înaltă tensiune

$$\sigma_{ai} = \frac{F_0}{l_{meci} a'_i} = \frac{25 \cdot 10^3}{848 \cdot 34} = 0,867 \text{ MPa} < \sigma_{adm} = 20 \text{ MPa,} \quad (19.53, a)$$

unde:

$a'_i = a_i - a_{ia} = 39 - 5 = 34 \text{ mm}$, este grosimea netă a înfășurării de i.t.

Pentru ca înfășurarea interioară (de joasă tensiune) să fie supusă la solicitarea de compresiune pură, se verifică mai întâi condițiile impuse de relația (17.5). Astfel, numărul minim de distanțoare cu care trebuie consolidată înfășurarea de j.t. pe coloană este

$$Z_{pmin} = 2 \sqrt{1 + \frac{1,75 F_r}{E w_l s_{w_l}} \left(\frac{D_{jm}}{2a} \right)^2} = 2 \sqrt{1 + \frac{1,75 \cdot 463 \cdot 10^3}{1,15 \cdot 10^3 \cdot 36 \cdot 131,6} \left(\frac{191,5}{2 \cdot 4,75} \right)^2} = 2,53 \text{ distanțoare.}$$

În realitate însă, deoarece diferența dintre diametrul coloanei D_c și diametrul interior al cilindrului izolan interior (poziția 1, fig. 19.2) este doar de 1 mm, rezultă că înfășurarea de j.t. se sprijină (prin intermediul cilindrului izolan) pe fiecare muchie a treptelor miezului feromagnetic al coloanei, ceea ce este echivalent cu un număr de pene de consolidare $Z_p \gg Z_{pmin}$.

Aceasta înseamnă că înfășurarea de j.f. este supusă numai la solicitarea de comprimare pură.

— Efortul unitar la comprimare se determină tot cu relația (17.4) în care se introduc mărimile corespunzătoare înfășurării de j.t., adică

$$\sigma_c = \frac{F_r}{2\pi w_l s_{w_l}} = \frac{463 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot 36 \cdot 131,6} = 15,5 \text{ MPa,} \quad (19.53, b)$$

valoare care se încadrează în limitele admisibile ($\sigma_{adm} = \sigma_{adm} = 30-60 \text{ MPa}$, pentru înfășurare din cupru).

2. Calculul mecanic al schelei metalice

a) Consolele de presare a jugurilor se execută din profil U10 (STAS 564-80), cu dimensiunile indicate în figura 19.7, pentru care modulele de rezistență la încovoiere se pot lua din STAS 564-80 sau se pot calcula cu relațiile [15]:

— după axa $x-x$

$$W_x = \frac{1}{6H} (BH^3 - bh^3) \text{ [mm}^3\text{]}; \quad (19.54)$$

— după axa $y-y$

$$W_y = \frac{1}{3e_2} (He_1^3 - ha^3 + 2te_2^3) \text{ [mm}^3\text{]}, \quad (19.54, a)$$

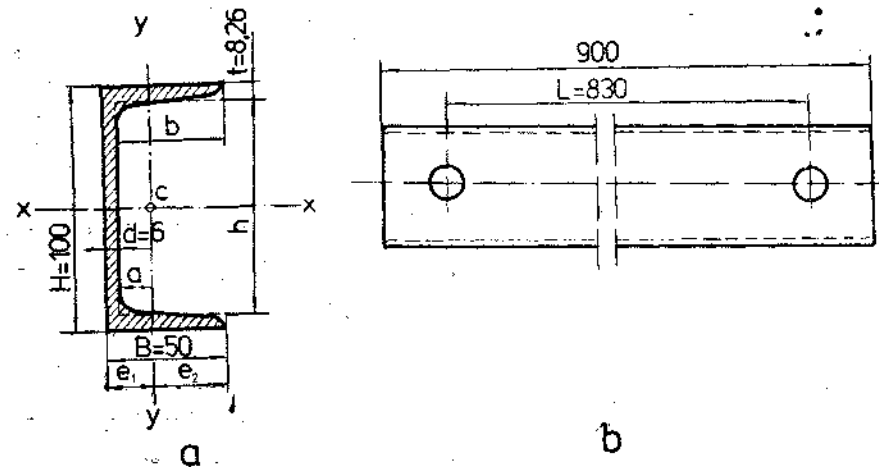


Fig. 19.7. Dimensiunile consolelor de presare a jugurilor:
a — profilul; b — lungimea.

unde, poziția centrului de masă C (fig. 19.7) se determină cu relațiile :

$$\begin{aligned} e_1 &= 0,5 \frac{2B^2 + ht}{2B + h} [\text{mm}]; \\ a &= e_1 - d [\text{mm}]; \\ e_2 &= B - e_1 [\text{mm}]. \end{aligned} \quad (19.54, b)$$

Pentru profilul U10 stabilit, rezultă :

$$W_x = \frac{1}{6H} (BH^3 - bh^3) = \frac{1}{6 \cdot 100} (50 \cdot 100^3 - 44 \cdot 83,5^3) = 4,06 \cdot 10^4 \text{ mm}^3, \quad (19.55)$$

unde :

$$\begin{aligned} b &= B - d = 50 - 6 = 44 \text{ mm}; \\ h &= H - 2t = 100 - 2 \cdot 8,26 \approx 83,5 \text{ mm}; \\ W_y &= \frac{1}{3e_2} (He_1^3 - ha^3 + 2te_2^3) = \\ &= \frac{1}{3 \cdot 34,5} (100 \cdot 15,5^3 - 83,5 \cdot 9,5^3 + 2 \cdot 8,26 \cdot 34,5^3) = 0,946 \cdot 10^4 \text{ mm}^3 \end{aligned} \quad (19.55, a)$$

unde :

$$\begin{aligned} e_1 &= 0,5 \frac{2B^2 + ht}{2B + h} = 0,5 \frac{2 \cdot 50^2 + 83,5 \cdot 8,26}{2 \cdot 50 + 83,5} = 15,5 \text{ mm}; \\ a &= e_1 - d = 15,5 - 6 = 9,5 \text{ mm}; \\ e_2 &= B - e_1 = 50 - 15,5 = 34,5 \text{ mm}. \end{aligned}$$

— **Momentul încovoietor**, corespunzător forței de presare a jugurilor, conform relației (17.9, a)

$$M_y = \frac{F_s L}{32} = \frac{3,21 \cdot 10^4 \cdot 830}{32} = 83,2 \cdot 10^4 \text{ Nmm}, \quad (19.56)$$

în care :

$$F_s = p_s h_j L = 0,25 \cdot 155 \cdot 830 = 3,21 \cdot 10^4 \text{ N},$$

unde :

$p_s = 0,25 \text{ MPa}$, deoarece strângerea jugului se face cu cîte două buloane marginale, neizolate care nu trec prin tolele jugului;

$$h_j = 155 \text{ mm} \quad (h_j = a_1 \text{ din rel. 19.8});$$

$$L = 830 \text{ mm (fig. 19.7, b)}.$$

— **Efortul unitar** la încovoiere datorită presării jugului, conform relației (17.11)

$$\sigma_y = \frac{M_y}{W_y} = \frac{83,2 \cdot 10^4}{0,946 \cdot 10^4} = 87,9 \text{ MPa} < 100 \text{ MPa}. \quad (19.56, a)$$

— **Efortul unitar la încovoiere** după axa $x-x$, datorită forțelor electrodinamice de presare axială, conform relației (17.11, a)

$$\sigma_x = \frac{F_s L}{12 W_x} = \frac{25 \cdot 10^3 \cdot 830}{12 \cdot 4,06 \cdot 10^4} = 42,6 \text{ MPa} < 200 \text{ MPa}. \quad (19.56, b)$$

b) **Buloanele de strângere** a consolelor de presare, se execută din oțel rotund de $\varnothing 20 \text{ mm}$, filetate la capete cu M 20.

— **Efortul unitar** în bulon, datorită forței de presare și greutății părții decuvabile, conform relației (17.12, a)

$$\begin{aligned} \sigma &= 0,187 \frac{F_s}{S_b} + 2,5 \frac{Gx}{d^3} = 0,187 \frac{3,21 \cdot 10^4}{220,3} + \\ &+ 2,5 \frac{5 \cdot 000 \cdot 3}{20^3} = 31,9 \text{ MPa} < 100 \text{ MPa}, \end{aligned} \quad (19.57)$$

unde :

$$S_b = \frac{\pi \cdot 16,75^2}{4} = 220,3 \text{ mm}^2 \text{ (pentru M20, diametrul minim la baza filetului este de 16,75 mm)};$$

$$x = 3 \text{ mm};$$

$$\begin{aligned} G &= (G_{scheia} + G_{miez} + G_w)g = (G_{scheia} + G_{rec} + G_{fej} + G_{wj} + \\ &+ G_{wi})g = (40 + 135 + 219 + 25,4 + 42,6) \cdot 9,81 = 4 \cdot 532 \text{ N}. \end{aligned}$$

Ținînd cont și de alte elemente asamblate pe partea decuvabilă, se consideră că greutatea totală este

$$G \approx 1,1 \cdot 4 \cdot 532 \text{ N} \approx 5 \cdot 000 \text{ N}.$$

— **Verificarea buloanelor** la forța axială de scurtcircuit (de presare a înfășurărilor F_0), conform relației (17.13, a)

$$\sigma = \frac{4,6 F_0 x}{d^3} = \frac{4,6 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 3}{20^3} = 43,1 \text{ MPa} < 200 \text{ MPa}. \quad (19.57, a)$$

Verificarea la strivire a izolației bulonului nu se face, deoarece buloanele de strângere sînt în afara miezului și nu este nevoie să fie izolate.

H. Calculul termic al transformatorului

1. Căderea de temperatură dintre înfășurare și ulei

a) **La înfășurarea de joasă tensiune**, de tip cilindric, temperatura medie a bobinei se poate considera egală cu cea maximă, și deci

$$\theta_1 = \theta_2 = 0.$$

Căderea de temperatură în izolația conductoarelor, în baza relației (18.2) este (v. și fig. 18.1)

$$\theta_3 = q_s \frac{\delta}{\lambda_{iz}} \cdot 10^{-4} = 881 \cdot \frac{0,018}{0,0014} \cdot 10^{-4} \approx 1,13^\circ\text{C}, \quad (19.58)$$

unde :

$\delta = 0,018$ cm, este grosimea unilaterală a izolației de hirtie a conductorului de j.t. (pe o parte);

$\lambda_{iz} = 0,0014$ W/cm°C, din tabelul 18.2, pentru hirtie impregnată în ulei.

b) La înfășurarea de înaltă tensiune, de tip stratificat, $\theta_1 \neq \theta_2$ și, pentru partea bobinei exterioare a canalului axial, mai groasă, căderea maximă de temperatură, conform relației (18.4) este (v. fig. 18.1)

$$\theta_1 = \frac{pa^2}{8\lambda_m} = \frac{8 \cdot 10^{-2} \cdot 2,17^2}{8 \cdot 5,06 \cdot 10^{-3}} = 9,3^\circ\text{C}, \quad (19.58, a)$$

în care :

— pe baza relației (18.5, a)

$$p = k_p \frac{J^2 ab}{(a' + \delta_s)b'} \cdot 10^{-2} = 2,14 \frac{1,41^2 \cdot 0,18 \cdot 0,212}{(0,21 + 0,036) \cdot 0,242} \cdot 10^{-2} \approx 8 \cdot 10^{-2} \text{ W/cm}^3;$$

— pe baza relației (18.6, a)

$$\lambda_m \approx \lambda_i \frac{(a' + \delta_s)b}{(2\delta + \delta_s)b'} = 1,55 \cdot 10^{-3} \frac{(0,21 + 0,036) \cdot 0,212}{(0,03 + 0,036) \cdot 0,242} = 5,06 \cdot 10^{-3} \text{ W/cm}^3\text{C},$$

cu conductibilitatea termică echivalentă dată de relația (18.6, b)

$$\lambda_i = \frac{\lambda_{s1}(2\delta + \delta_s)}{\lambda_{s1}2\delta + \lambda_{s2}\delta_s} = \frac{1,4 \cdot 10^{-3} \cdot 1,7 \cdot 10^{-3} (0,03 + 0,036)}{1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 0,03 + 1,4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,036} = 1,55 \cdot 10^{-3} \text{ W/cm}^3\text{C},$$

unde, din tabelul 18.2 rezultă :

$\lambda = 1,4 \cdot 10^{-3}$ W/cm °C — pentru izolația de hirtie impregnată în ulei, a conductorului;

$\lambda_s = 1,7 \cdot 10^{-3}$ W/cm °C — pentru izolația dintre straturi, din hirtie lăcuită (impregnată în lac),

iar $2\delta = a' - a = b' - b = 0,3$ mm este grosimea bilaterală a izolației de hirtie a conductorului de i.t.;

— grosimea părții exterioare a bobinei de i.t. care are $n_s' = 9$ straturi, este

$$a_b = n_s' a' + (n_s' - 1) \delta_s = 9 \cdot 0,21 + (9 - 1) \cdot 0,036 = 2,17 \text{ cm}.$$

Căderea medie de temperatură, conform relației (18.1) este

$$\theta_2 = \frac{2}{3} \theta_1 = \frac{2}{3} \cdot 9,3 = 6,2^\circ\text{C}. \quad (19.58, b)$$

c) Căderea de temperatură între suprafața bobinei și ulei, conform relației (18.8) este :

— pentru înfășurarea de joasă tensiune

$$\theta_{sj} = 0,285 q_j^{0,6} = 0,285 \cdot 881^{0,6} = 16,6^\circ\text{C}; \quad (19.59)$$

— pentru înfășurarea de înaltă tensiune

$$\theta_{si} = 0,285 q_i^{0,6} = 0,285 \cdot 715^{0,6} = 14,7^\circ\text{C}. \quad (19.59, a)$$

d) Căderea medie de temperatură dintre înfășurare și ulei (v. fig. 18.1) pentru înfășurarea de înaltă tensiune, a cărei valoare este mai mare decât a înfășurării de joasă tensiune, rezultă cu relația (18.10)

$$\theta_{mbu} = \theta_2 + \theta_3 + \theta_{si} = 6,2 + 1,13 + 14,7 = 22^\circ\text{C}. \quad (19.60)$$

Cum se observă, această valoare este apropiată de limitele indicate în tabelul 18.1, pentru modul de răcire de tip NL considerat (v. cap. 18 — simbolizarea sistemelor de răcire).

2. Căderea maximă de temperatură medie între miez și ulei, conform relației (18.11)

$$\theta_{maxfu} = \theta' \frac{\theta_1' + 1,5\theta_1'}{\theta' + \theta_1' + 1,5\theta_1'} = 10,62 \frac{8,75 + 1,5 \cdot 11}{10,62 + 8,75 + 1,5 \cdot 11} = 7,47^\circ\text{C}; \quad (19.61)$$

în care, conform relațiilor (18.11, a) :

$$\theta_1' = \frac{pa^2}{8\lambda_i} = \frac{11,5 \cdot 10^{-3} \cdot 15,5^2}{8 \cdot 0,2} = 1,72^\circ\text{C}, \quad (19.61, a)$$

unde :

— conform relațiilor (18.12) și (18.12, a)

$$p = p_{Fe} \gamma_{Fe} k_{Fe} = k_p p_{10/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,3} B_{cFe}^2 \gamma_{Fe} k_{Fe} =$$

$$= 1,25 \cdot 0,45 \cdot \left(\frac{50}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,676^2 \cdot 7,65 \cdot 10^{-3} \cdot 0,95 \approx 11,5 \cdot 10^{-3} \text{ W/cm}^3;$$

— conform figurii 18.2 și figurii 19.1

$a = a_1 = 15,5$ cm (v. rel. 19.6, a);

$b = 2\sum b_i = 15,2$ cm (v. rel. 19.6, b);

— din tabelul 18.4

$\lambda_i = 0,2$ W/cm°C;

$\lambda_t = 0,03$ W/cm°C;

$$\theta_4' = \frac{pa}{2\alpha_{conv}} = \frac{11,5 \cdot 10^{-3} \cdot 15,5}{2 \cdot 0,01} = 8,9^\circ\text{C}, \quad (19.61, b)$$

unde, $\alpha_{conv} \approx 100$ W/m²°C = 0,01 W/cm²°C;

$$\theta' = \theta_1' + \theta_4' = 1,72 + 8,9 = 10,62^\circ\text{C};$$

$$\theta_1'' = \frac{pb^2}{8\lambda_t} = \frac{11,5 \cdot 10^{-3} \cdot 15,2^2}{8 \cdot 0,03} = 11^\circ\text{C}; \quad (19.61, c)$$

$$\theta_4'' = \theta_4' \frac{b}{a} = 8,9 \frac{15,2}{15,5} = 8,75^\circ\text{C}. \quad (19.61, d)$$

Se observă că θ_{maxfu} are o valoare destul de mică, deoarece și pierderile în fier au o valoare mică în comparație cu pierderile în înfășurări.

3. Dimensiunile interioare ale cuvei și suprafețele de cedare a căldurii.

a) Considerind cuva dreptunghiulară, dimensiunile cuvei, date de relațiile (18.16) sint (v. și fig. 18.4) :

$$A = 2M + D_{ei} + 2s_s = 2 \cdot 32 + 30,9 + 2 \cdot 3 = 100,9 \text{ cm} \approx 100 \text{ cm}; \quad (19.62)$$

$$B = D_{ei} + s_1 + s_2 + d_1 + s_3 + s_4 + d_2 = 30,9 + 2,5 + 2,5 +$$

$$+ 0,3 + 2 + 2 + 1 = 41,2 \text{ cm} \approx 41 \text{ cm};$$

$$H_{cv} = L_o + 2H_j + H_{jc} + H_{sj} = 34 + 2 \cdot 15,5 + 30 + 3 = 98 \text{ cm},$$

unde, distanțele de izolație, conform tabelului 18.5 sînt :

$$s_1 = s_2 = 2,5 \text{ cm};$$

$$s_3 = s_4 = 2 \text{ cm};$$

$$s_5 = 3 \text{ cm};$$

$$d_1 = 3 \text{ mm} = 0,3 \text{ cm (din motive mecanice)};$$

$$d_2 = 10 \text{ mm} = 1 \text{ cm};$$

— din tabelul 18.6, pentru $U_{iN} = 10 \text{ kV}$ rezultă

$$H_{jc} = 30 \text{ cm};$$

— constructiv se ia

$$H_{sj} = 3 \text{ cm}.$$

Căderea de temperatură de la cuvă la aer se estimează cu relația (18.14, b)

$$\theta_{ca} \leq 55 - \theta_{mbu} = 55 - 22 = 33^\circ\text{C}. \quad (19.63)$$

b) Aria suprafeței verticale a cuvei, conform relației (18.15)

$$S_{cv} = 2(A + B)H_{cv} = 2(100 + 41) \cdot 98 = 2,76 \cdot 10^4 \text{ cm}^2 = 2,76 \text{ m}^2. \quad (19.64)$$

c) Aria suprafeței de radiație, considerînd-o cu 50% mai mare decît a cuvei ($k = 1,5$), rezultă conform relației (18.15)

$$S_r = kS_{cv} = 1,5 \cdot 2,76 = 4,14 \text{ m}^2. \quad (19.64, a)$$

d) Aria suprafeței de convecție, se aproximează cu relația (18.17)

$$S_{co} = \frac{1,05(P_k + P_o)}{2,5\theta_{ca}^{1,25}} - 1,12 \quad S_r = \frac{1,05(3246 + 522)}{2,5 \cdot 33^{1,25}} - 1,12 \cdot 4,14 = 20 - 4,63 = 15,37 \text{ m}^2. \quad (19.64, b)$$

e) Aria elementelor de răcire, atașate cuvei de arie $S_{cv} = 2,76 \text{ m}^2$, este conform relației (18.18)

$$S_{er} = S_{co} - S_{cv} = 15,37 - 2,76 = 12,61 \text{ m}^2. \quad (19.64, c)$$

Dacă se aleg radiatoare cu țevi drepte, ca în figura 15.25 (tabelul 15.3), lungimea lor nu poate fi decît $L = 71 \text{ cm}$ ($L = 90 \text{ cm}$ ar necesita o mărire a înălțimii H_{cv} a cuvei cu cca $5 + 10 \text{ cm}$), căreia îi corespunde pentru un element, aria totală de convecție (v. „nota” de sub tabelul 15.3)

$$S'_{cT} = S_{cT} + S_{co} = 1,98 + 0,4 = 2,38 \text{ m}^2, \quad (19.65)$$

pentru care rezultă

$$\frac{S_{er}}{S'_{cT}} = \frac{12,61}{2,38} = 5,3 \text{ radiatoare}. \quad (19.65, a)$$

Pentru a nu mări suplimentar, din faza inițială, dimensiunile transformatorului, se încearcă mai întîi, varianta cu 5 radiatoare dispuse cîte 2

pe părțile laterale și unul într-o parte frontală, ca în figura 19.8; dacă încălzirile recalculat nu se încadrează în limitele admise, atunci se revine, mărind numărul de radiatoare la 6 bucăți.

Aria reală de convecție (pentru cele 5 radiatoare) rezultă din relația (18.18), în care valoarea reală a lui $S_{er} = 5S'_{cT}$

$$S_{co} = S_{cv} + 5S'_{cT} = 2,76 + 5 \cdot 2,38 = 14,66 \text{ m}^2, \quad (19.66)$$

iar aria de radiație, conform figurii 18.3 și figurii 19.8 (cea cuprinsă în zona cu linie întreprită)

$$S_r = 2[(A + 30) + (B + 60)]H_{cv} = 2[(100 + 30) + (41 + 60)] \cdot 98 \cdot 10^{-4} = 2,57 \text{ m}^2. \quad (19.66, a)$$

4. Definitivarea căderilor de temperatură din transformator

a) Căderea de temperatură de la cuvă la aer, conform relației (18.19)

$$\theta_{ca} = \left[\frac{1,05(P_k + P_o)}{2,8S_r + 2,5S_{co}} \right]^{0,8} = \left[\frac{1,05(3246 + 522)}{2,8 \cdot 2,57 + 2,5 \cdot 14,66} \right]^{0,8} = 36,6^\circ\text{C}. \quad (19.67)$$

b) Căderea de temperatură de la ulei la cuvă, conform relației (18.20)

$$\theta_{uc} = 0,165k_1 \left[\frac{1,05(P_k + P_o)}{S_{co}} \right]^{0,6} = 0,165 \cdot 1 \cdot \left[\frac{1,05(3246 + 522)}{14,66} \right]^{0,6} = 4,74^\circ\text{C}. \quad (19.67, a)$$

c) Căderea medie de temperatură de la ulei la aer, în straturile superioare ale acestuia, conform relației (18.21)

$$\theta_{Muu} = 1,2(\theta_{uc} + \theta_{ca}) = 1,2(4,74 + 36,6) = 49,6^\circ\text{C} < 60^\circ\text{C}. \quad (19.67, b)$$

d) Căderea de temperatură de la bobină la aer, conform relației (18.22)

$$\theta_{ba} = \theta_{mbu} + \theta_{uc} + \theta_{ca} = 22 + 4,74 + 36,6 = 63,3^\circ\text{C}. \quad (19.68)$$

iar temperatura bobinei θ_n , pentru valoarea standardizată a temperaturii mediului ambiant $\theta_a = 40^\circ\text{C}$ (v. fig. 18.1)

$$\theta_n = \theta_{ba} + \theta_a = 63,3 + 40 = 103,3^\circ\text{C} < 105^\circ\text{C} = \theta_{N \text{ clasa A}}$$

deci transformatorul este bine dimensionat și cu 5 radiatoare (105°C este temperatura admisă pentru clasa A de izolație a transformatorului în ulei).

În cazul în care ar fi rezultat $\theta_n > 105^\circ\text{C}$, atunci trebuia mărit numărul de radiatoare de la 5 bucăți la 6 bucăți.

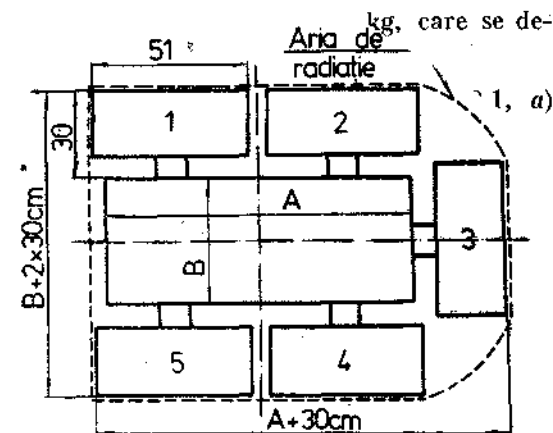


Fig. 19.8. Modul de așezare a radiatoarelor în jurul cuvei și dimensiunile transversale pentru determinarea ariei de radiație. Dimensiunile sunt în cm.

unde, distanț

Partea a patra ELEMENTE DE CALCUL MUNE MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE

Capitolul 20. PIERDERILE ȘI RANDAMENTUL MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE

20.1. PIERDERILE PRINCIPALE ÎN FIER

Pierderile principale în fier (în masa miezului feromagnetic), care sînt produse de magnetizarea alternativă a miezului (ciclică — la transformatoare sau de rotație — la mașinile rotative), depind de armonica fundamentală de timp a inducției magnetice și sînt de două feluri:

- prin histerezis;
- prin curenți turbionari (Foucault).

Calculul acestora se poate face cu relații care să evidențieze separat fiecare fel de pierderi (prin histerezis și prin curenți turbionari) sau cu relații care să conducă direct la valoarea globală a ambelor feluri de pierderi; ultimele sînt mult mai comode pentru proiectare și de aceea vor fi utilizate și în lucrarea de față.

În afara acestora, în miezul feromagnetic (în masa sau pe suprafața lui) apar și pierderile suplimentare în fier, datorite armonicilor superioare de spațiu și de timp ale inducției magnetice, pierderi care se calculează separat de cele principale.

20.1.1. PIERDERILE PRINCIPALE ÎN FIERUL JUGULUI STATORIC (js) ȘI JUGULUI ROTORIC (jr)

Aceste pierderi se calculează cu relația

$$P_{js,r} = k_j p_{js,r} G_{js,r} \quad [\text{W}], \quad (20.1)$$

în care:

$k_j = 1,3 - 1,5$ este un coeficient de majorare a pierderilor în fierul jugului, datorită prelucrărilor;

$G_{js,r}$ — masa fierului jugului respectiv în kg, care se determină cu relația:

$$G_{js,r} = \gamma_{Fe} \frac{\pi}{4} (D_{ejs,r}^2 - D_{ijs,r}^2) k_{Fe} l_{Fe} 10^{-3} \quad [\text{kg}], \quad (20.1, a)$$

unde:

- $\gamma_{Fe} = 7,8 \text{ kg/cm}^3$ este masa specifică (densitatea) a fierului;
- $D_{ejs,r}$ — diametrul exterior al jugului, în cm;
- $D_{ijs,r}$ — diametrul interior al jugului, în cm;
- k_{Fe} — factor de umplere a miezului magnetic, care are valorile:
 $k_{Fe} = 0,93$ pentru tole lăcuite de fabricantul mașinii electrice;
 $k_{Fe} = 0,95$ pentru tole laminate la rece, cu grosimea de 0,5 mm, izolate prin lăcuire de furnizorul tablei;
- l_{Fe} — lungimea fierului activ al miezului feromagnetic, în cm;
- $p_{js,r}$ — pierderile specifice în jug, în W/kg, la inducția magnetică și frecvența de lucru, date de relația:

$$p_{js,r} = p_{10/50} \left(\frac{f_{s,r}}{50} \right)^{1,3} B_{js,r}^2 \quad [\text{W/kg}], \quad (20.1, b)$$

unde:

- $p_{10/50}$ — pierderile specifice ale tolei la inducția magnetică de 1 T și frecvența de 50 Hz, în W/kg, care pentru tablă silicioasă laminată la rece cu cristale neorientate și grosimea $\Delta = 0,5 \text{ mm}$ sînt $p_{10/50} = 2,4 \text{ W/kg}$;
- $f_{s,r}$ — frecvența de lucru a curentului în înfășurarea respectivă, în Hz (frecvența de variație a fluxului magnetic);
- $B_{js,r}$ — inducția magnetică, în T.

20.1.2. PIERDERILE PRINCIPALE ÎN FIERUL DINȚILOR STATORICI (s) ȘI DINȚILOR ROTORICI (r)

Aceste pierderi se calculează cu relația:

$$P_{ds,r} = k_d p_{ds,r} G_{ds,r} \quad [\text{W}], \quad (20.2)$$

în care:

- $k_d = 1,8$ este coeficient de majorare a pierderilor în fierul dinților datorită prelucrărilor;
- $G_{ds,r}$ — masa fierului dinților, în kg, care se determină cu relația:
 $G_{ds,r} = \gamma_{Fe} h_{ds,r} b_{ameds,r} l_{Fe} k_{Fe} Z_{s,r} 10^{-3} \quad [\text{kg}], \quad (20.2, a)$

unde:

- $h_{ds,r}$ este înălțimea creștăturii, în cm;
- $b_{ameds,r}$ — lățimea medie a dintelui (la mijlocul înălțimii lui), în cm;
- $Z_{s,r}$ — numărul de creștături statorice (rotorice);
- $p_{ds,r}$ — pierderile specifice, în W/kg, la inducția magnetică medie în dinți și frecvența de lucru $f_{s,r}$, date de relația:

$$p_{ds,r} = p_{10/50} \left(\frac{f_{s,r}}{50} \right)^{1,3} B_{ameds,r}^2 \quad [\text{W/kg}], \quad (20.2, b)$$

cu:

- $B_{ameds,r}$ — inducția magnetică medie la mijlocul înălțimii dintelui, în T.

20.1.3. PIERDERILE PRINCIPALE TOTALE ÎN FIER

$$P_{Fepr} = P_{js,r} + P_{as,r} \quad [\text{W}]. \quad (20.3)$$

La mașinile de curent alternativ normale și anume asincrone fără reglaj de turație unde sint neglijabile și sincrone cu inductorul în rotor, aceste pierderi apar *numai* în fierul jugului și dinților statorului, iar la mașinile de curent continuu, *numai* în fierul jugului și dinților rotorului.

În cazul mașinilor asincrone cu reglaj de turație, unde frecvența în înfășurarea rotorului crește și deci pierderile în fier pentru rotor nu mai pot fi neglijate, se vor adăuga și acestea la pierderile în fierul statorului.

De exemplu, în acest caz, rezultă :

$$P_{Fepr} = P_{js} + P_{jr} + P_{as} + P_{ar} \quad [\text{W}]. \quad (20.4)$$

20.2. PIERDERILE SUPLIMENTARE ÎN FIER LA FUNCȚIONAREA ÎN GOL

20.2.1. PIERDERILE DE SUPRAFAȚĂ

Pierderile suplimentare în fier, *de suprafață*, se produc pe suprafețele dinspre întrefier ale miezurilor feromagnetice. Ele se datoresc pulsațiilor inducției magnetice din întrefier produse de existența creștăturilor pe cele două armături (v. fig. 4.6). Este deci evident că valoarea lor va depinde de amplitudinea acestor pulsații, adică de deschiderea creștăturilor și de frecvența lor (dată de produsul Zn).

Aceste pierderi de suprafață apar atunci când se produc oscilații ale inducției magnetice, adică la funcționarea mașinii și în gol și în sarcină; ele apar pe suprafața unei armături datorită existenței creștăturilor pe cealaltă armătură (pe suprafața rotorului datorită creștăturilor de pe stator și, invers, pe suprafața statorului datorită creștăturilor de pe rotor). Una din metodele de diminuare a acestor pierderi de suprafață este micșorarea deschiderii istmului creștăturilor, de unde și avantajul funcțional al utilizării creștăturilor semiînchise și semideschise.

A. Mașini de curent continuu și mașini sincrone cu poli aparenti și cu rotorul în variantă combinată

Pierderile pe suprafața pieselor polare apar datorită existenței creștăturilor pe armăturile opuse (indusurilor);

$$P_{supr} = 2p\tau\alpha_p l_p p_{supr} 10^{-4} \quad [\text{W}], \quad (20.5)$$

în care :

$2p$ este numărul de poli ai mașinii;

τ — pasul polar, în cm;

α_p — coeficientul de acoperire a pasului polar;

l_p — lungimea piesei polare, în cm, care de obicei este egală cu lungimea polului l_m ;

p_{supr} — pierderile specifice de suprafață, în W/m^2 , date de relația :

$$p_{supr} = k_0 \left(\frac{Zn}{10\,000} \right)^{1.5} (10B_{0t_1})^2 \quad [\text{W/m}^2], \quad (20.5, a)$$

unde :

k_0 este un coeficient al materialului (din tabelul 20.1);

Tabelul 20.1

Valoarea coeficientului k_0

Marca tolei	Grosimea tolei [mm] Δ	Modul de prelucrare		
		Fără prelucrare	Pelucrat superficial	Prelucrat
Tablă silicioasă laminată la cald	0,5	1,4	1,8	2,0
Tablă silicioasă laminată la rece	0,5	1,3	1,6	1,9
Tablă din oțel	0,5	2,0	2,5	2,8
Tablă din oțel	1,0	4,5	5,0	5,5
Tablă din oțel	2,0	7,2	8,0	8,6
—	masiv	—	—	23,3

Z — numărul de creștături ale indusului;

n — turația mașinii, în rot/min;

t_1 — pasul dentar al indusului, în cm;

B_0 — amplitudinea variației (oscilației) inducției magnetice la suprafața piesei polare, în T, dată de relația :

$$B_0 = \beta_0 k_C B_8 \quad [\text{T}]; \quad (20.5, b)$$

cu :

$\beta_0 = f\left(\frac{a_{s,r}}{\delta}\right)$, care se ia din figura 20.1;

$a_{s,r}$ — deschiderea istmului creștăturii indusului, în cm (v. și fig. 7.7 și 7.8);

δ — lățimea întrefierului, în cm;

k_C — coeficientul lui Carter;

B_8 — valoarea maximă a inducției magnetice în întrefier, în T.

Pentru mașinile sincrone cu $\frac{\delta_M}{\delta} \geq$

$\geq 1,5$, adică cu o repartiție spațială sinusoidală a inducției magnetice în întrefier, rezultatul din relația (20.5) va fi înmulțit cu $(0,6 \div 0,5)$.

B. Mașini asincrone și sincrone cu poli înecați

Deoarece, în acest caz, există creștături pe ambele armături, vor apare pierderi atât pe suprafața din-

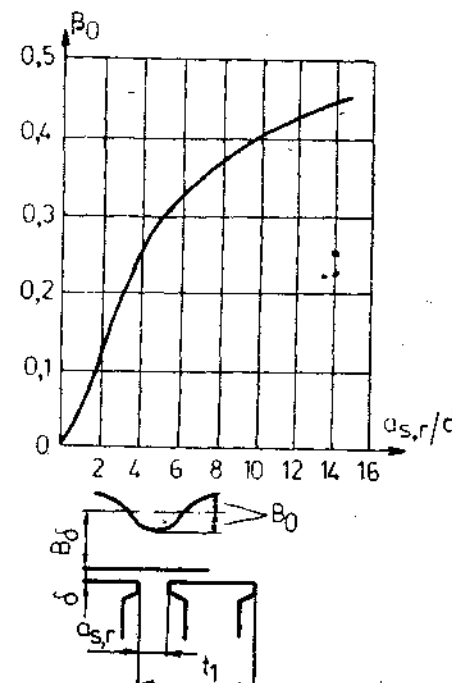


Fig. 20.1. Coeficientul β_0 pentru determinarea variației (oscilației) amplitudinii inducției magnetice la suprafața miezului feromagnetic stator (s) sau rotor (r).

ților statorului (s), produse de creșterea rotorului, cât și pe suprafața dinților rotorului (r), produse de creșterea statorului, calculate cu relația:

$$P_{suprs,r} = 2p \left(\frac{t_{s,r} - a_{s,r}}{t_{s,r}} \right) \tau l_{Fe} k_{Fe} p_{suprs,r} 10^{-3} \text{ [W]}, \quad (20.6)$$

în care:

$t_{s,r}$ — pasul dentar, în cm;

$p_{suprs,r}$ — pierderile specifice de suprafață, în W/kg,

$$p_{suprs,r} = 0,5 k_0 \left(\frac{Z_{r,s} n}{10\,000} \right)^{1,5} (10 B_0 t_{r,s})^2 \text{ [W/m}^2\text{]}, \quad (20.6, a)$$

unde termenii din relație se determină ca la punctul A (anterior), iar k_0 conform tabelului 20.1.

OBSERVAȚIE. La calculul lui B_0 , cu relația (20.5, b) și a lui p_{suprs} , cu relația (20.6 a), se va folosi β_0 luat din figura 20.1 și termenii Z și t , astfel:

— pentru stator se ia $\beta_0 = f \left(\frac{a_r}{\delta} \right)$ și Z_r cu t_r — de la rotor;

— pentru rotor se ia $\beta_0 = f \left(\frac{a_s}{\delta} \right)$ și Z_s cu t_s — de la stator.

20.2.2. PIERDERILE DE PULSAȚIE ÎN DINȚI

Aceste pierderi se produc numai în cazul cînd există creștături pe ambele armături și anume în masa dinților statorici (s) datorită creștăturii rotorului și în masa dinților rotorici (r) datorită creștăturii statorului și se calculează cu relația:

$$P_{puls,r} = k_0 \left[\frac{Z_{r,s} n}{10\,000} 10 B_{puls,r} \right]^2 G_{ds,r} \text{ [W]}, \quad (20.7)$$

în care:

$k_0 = 0,1$ pentru tole laminate la rece este coeficient empiric;

$B_{puls,r}$ — amplitudinea pulsației inducției magnetice în dinți, calculată cu relația:

$$B_{puls,r} = \frac{\gamma_{r,s}}{2 t_{s,r}} B_{ameds,r} \text{ [T]}, \quad (20.7, a)$$

cu:

$$\gamma_{r,s} = \frac{\left(\frac{a_{r,s}}{\delta} \right)^2}{5 + \frac{a_{r,s}}{\delta}}$$

unde:

$a_{r,s}$ și δ au aceleași semnificații ca la paragraful 20.2.1;

B_{amed} — inducția magnetică medie în dinți, în T (v. de exemplu rel. 7.36).

20.3. PIERDERILE TOTALE ÎN FIER LA FUNCȚIONAREA ÎN GOL

a) Mașini de curent continuu și mașini sinerone cu poli aparenti și cu rotorul în variantă combinată:

$$P_{Fe} = P_{Fepr} + P_{supr} \text{ [W]}. \quad (20.8)$$

b) Mașini asinerone și sinerone cu poli înecați:

$$P_{Fe} = P_{Fepr} + P_{suprs} + P_{suprr} + P_{pulr} + P_{puls} \text{ [W]}. \quad (20.9)$$

20.4. PIERDERILE ELECTRICE PRINCIPALE LA FUNCȚIONAREA ÎN SARCINĂ

20.4.1. MAȘINI DE CURENT CONTINUU

A. Pierderile datorită curentului din indusul mașinii (I_a)

$$P_{at} = P_a + P_s + P_k + P_c \text{ [W]}, \quad (20.10)$$

în care:

1) Pierderile în înfășurarea indusului:

$$P_a = R_{a\theta} I_a^2 \text{ [W]}, \quad (20.10, a)$$

unde:

$R_{a\theta}$ este rezistența înfășurării indusului, în Ω , la temperatura θ (v. rel. 7.103). Pentru calculul pierderilor și al randamentului, temperatura este standardizată astfel:

$\theta = 75^\circ\text{C}$, la înfășurări izolate în clasele A și B de izolație;

$\theta = 115^\circ\text{C}$, la înfășurări izolate în clasele F și H de izolație.

2) Pierderile în înfășurarea de excitație serie:

$$P_s = R_{s\theta} I_a^2 \text{ [W]}, \quad (20.10, b)$$

unde:

$R_{s\theta}$ este rezistența înfășurării de excitație serie, în Ω (v. rel. 7.104).

3) Pierderile în înfășurarea polilor auxiliari (poli de comutație):

$$P_k = R_{k\theta} I_a^2 \text{ [W]}, \quad (20.10, c)$$

unde:

$R_{k\theta}$ este rezistența înfășurării polilor auxiliari, în Ω (v. rel. 7.105).

4) Pierderile în înfășurarea de compensație:

$$P_c = R_{c\theta} I_a^2 \text{ [W]}, \quad (20.10, d)$$

unde:

$R_{c\theta}$ este rezistența înfășurării de compensație, în Ω (v. rel. 7.106).

Curentul din indus (I_a):

$I_a = I_N$ — la mașini cu excitație serie și separată, în A;

$I_a = I_N + i_e$ — la generatoarele de curent continuu cu excitație derivație, în A;

$I_a = I_N - i_e$ — la motoarele de curent continuu cu excitație derivație, în A,

unde:

I_N — curentul nominal al mașinii, în A;

i_e — curentul de excitație în înfășurarea derivație, în A.

B. Pierderile datorită curentului de excitație derivație sau separată (i_e)

$$P_e = R_{e\phi} i_e = U_e i_e \quad [\text{W}] \quad (20.11)$$

în care:

$R_{e\phi}$ este rezistența înfășurării de excitație derivație (sau separată), în Ω (v. rel. 7.51);

$U_e = R_{e\phi} i_e$ — tensiunea la bornele înfășurării de excitație, la temperatura de lucru Θ .

OBSERVAȚII:

1) Pentru rezistențe (ohmmice) la temperatura de lucru, vezi punctul 7.11.1

2) În cazul că se consideră și pierderile pe reostatul de excitație (care trebuie luat în considerație la determinarea randamentului), atunci, în locul relației (20.11) pentru pierderile de excitație derivație sau separată, se va folosi relația:

$$P_e = (R_{e\phi} + R_{re}) i_e^2 = U_N i_e \quad (20.11, a)$$

în care:

R_{re} este rezistența reostatului din circuitul de excitație;

U_N — tensiunea nominală a mașinii (sau a sursei de excitație separată).

C. Pierderile electrice la colector, în contactul de trecere dintre perii și colector (v. rel. 7.68, b)

$$P_{ct} = \Delta U_{pe} I_a \quad [\text{W}], \quad (20.12)$$

în care:

ΔU_{pe} este căderea de tensiune pe rezistența de contact a periilor cu colectorul, pe o pereche de perii (se ia, în funcție de calitatea periilor, din tabelul 7.6).

D. Pierderile electrice principale totale

$$P_{el} = P_{at} + P_e + P_{ct} \quad [\text{W}]. \quad (20.13)$$

20.4.2. MAȘINI ASINCRONE

A. Pierderile electrice în înfășurările bobinate ale statorului (s) respectiv ale rotorului (r)

$$P_{ct\phi, r} = m_{s, r} R_{\phi, r} I_{\phi, r}^2 \quad [\text{W}], \quad (20.14)$$

în care:

$m_{s, r}$ este numărul de faze ale statorului sau rotorului;

$R_{\phi, r}$ — rezistența unei faze statorice sau rotorice (la temperatura Θ , conform clasei de izolație utilizate), în Ω ;

$I_{\phi, r}$ — curentul nominal pe fază în înfășurarea statorului sau rotorului, în A.

B. Pierderile electrice la rotoarele în scurtcircuit

$$P_{ctc} = Z_2 R_{2\phi} I_b^2 \quad [\text{W}], \quad (20.15)$$

în care:

Z_2 este numărul de creștături (bucă) ale rotorului;

$R_{2\phi}$ — rezistența fazei rotorice la temperatura $\Theta = 115^\circ\text{C}$ (bară și porțiunile aferente din inelele de scurtcircuitare);

I_b — curentul din bară, în A.

C. Pierderile electrice la contactul între perii și inelele de contact (pentru motoarele cu rotorul bobinat)

$$P_{ct} = n_i \Delta U_{pe} I_{ri} \quad [\text{W}], \quad (20.15, a)$$

în care:

n_i este numărul de inele de contact;

ΔU_{pe} — căderea de tensiune la perii, în V, conform tabelului 7.6, însă pe o singură perie (valoarea din tabelul 7.6 trebuie împărțită la doi);

I_{ri} — curentul rotorice, în A, pe un inel de contact (pe fază).

D. Pierderile electrice principale totale

1) Mașini asincrone cu rotorul bobinat, cu perii permanent aplicate:

$$P_{el} = P_{ct\phi} + P_{ctc} + P_{ct} \quad [\text{W}]. \quad (20.16)$$

2) Mașini asincrone cu rotorul bobinat, dar cu dispozitiv de scurtcircuitare a înfășurării și ridicare a periilor și mașini asincrone cu rotorul în scurtcircuit:

$$P_{el} = P_{ct\phi} + P_{ctc} \quad [\text{W}]. \quad (20.17)$$

20.4.3. MAȘINI SINCRONE

A. Pierderile electrice în indus, care în mod normal este statorul

Se calculează cu ajutorul relației (20.14).

B. Pierderile datorite curentului de excitație

1) În cazul excitației separate (excitație statică sau grup separat de excitație):

$$P_e = R_{e\phi} I_e^2 + \Delta U_{pe} I_e \quad [\text{W}], \quad (20.18)$$

în care:

$R_{e\phi}$ este rezistența înfășurării de excitație (la temperatura θ — conform clasei de izolație folosite);

I_e — curentul de excitație, în A;

ΔU_{pe} — căderea de tensiune la contactul dintre perie și inelul colector, pe o pereche de perii (v. tabelul 7.6), în V.

2) În cazul mașinii autoexcitate (cu excitație proprie):

$$P_e = \frac{R_{e\phi} I_e^2 + \Delta U_{pe} I_e}{\eta_e} = \frac{U_e I_e}{\eta_e} \quad [\text{W}], \quad (20.18, a)$$

în care:

η_e este randamentul excitatoarei, care se ia, orientativ, din figura 7.1, în funcție de puterea nominală a acesteia $P_N = U_e I_e$;

U_e — tensiunea de excitație nominală a mașinii sincrone (la sarcină nominală).

C. Pierderile electrice principale totale

$$P_{el} = P_{e\phi} + P_e \quad [\text{W}]. \quad (20.19)$$

20.5. PIERDERILE MECANICE PRIN FRECARĂ

ȘI DE VENTILAȚIE

(pentru mașini de putere mijlocie și mare)

În lucrarea de față se vor trata numai mașinile cu lagăre de rostogolire (rulmenți).

20.5.1. MAȘINI DE CURENT CONTINUU

$$P_{mec} = P_{fr+v} + P_{fpe} \quad [\text{W}], \quad (20.20)$$

în care:

P_{fr+v} sînt pierderile de frecare în lagăre și de ventilație prin rotirea rotorului propriu-zis (fără pierderile ventilatorului montat separat pe arbore), date de relația:

$$P_{fr+v} \approx 1,1 \left(\frac{v}{10} \right)^{1,8} P_N \frac{n}{n_N} \quad [\text{W}], \quad (20.21)$$

în care:

v este viteza periferică a rotorului:

$$v = \frac{\pi D n}{60} \quad [\text{m/s}], \quad (20.21, a)$$

cu:

D — diametrul rotorului, în m;

n — turația la care se calculează pierderile, în rot/min;

n_N — turația nominală, în rot/min;

P_N — puterea nominală a mașinii, în kW;

P_{fpe} — pierderile de frecare a periilor pe colector, care se determină cu relația (7.68, a).

20.5.2. MAȘINI ASINCRONE

$$P_{mec} = P_{fr+v} + P_{fpe} \quad [\text{W}], \quad (20.22)$$

în care:

P_{fr+v} sînt pierderile de frecare în lagăre și de ventilație, fără pierderile ventilatorului montat separat pe arborele mașinii.

a) Mașini cu ventilație radială:

$$P_{fr+v} \approx 1,2 \cdot 2p \left(\frac{\tau}{10} \right)^3 (n_e + 11) \quad [\text{W}], \quad (20.23)$$

unde:

$2p$ este numărul de poli ai mașinii;

τ — pasul polar, în cm;

n_e — numărul canalelor radiale de ventilație ale miezului feromagnetic.

b) Mașini cu ventilație axială:

$$P_{fr+v} \approx 0,65 \left(\frac{n}{1000} \right)^2 \left(\frac{D_e}{10} \right)^4 \quad [\text{W}], \quad (20.23, a)$$

unde:

D_e este diametrul exterior al miezului magnetic statoric, în cm;

n — viteza de rotație a mașinii, în rot/min;

P_{fpe} — pierderile prin frecare a periilor pe inelele colectoare (numai pentru mașinile cu rotor bobinat cu perii permanent aplicate) se calculează cu relația (v. și rel. 7.68, a):

$$P_{fpe} = \mu_{pe} p_{pe} s_{pei} v_i \quad [\text{W}], \quad (20.24)$$

unde :

p_{pe} și p_{per} în Pa, au aceleași semnificații ca în relația (7.68, a), iar valorile lor se iau din tabelul 7.6. Pentru inelele de contact se folosesc perii de metal grafitat ;

s_{pet} — secțiunea tuturor perilor (pe toate inelele), în m^2 ;

$v_k = \frac{\pi D_i n}{60}$ — viteza periferică a inelului colector, în m/s,

în care :

D_i este diametrul inelului colector, în m ;

n — viteza de rotație a mașinii, în rot/min.

OBSERVAȚIE. Pentru mașinile cu inele colectoare, însă cu ridicător de perii și pentru cele cu rotorul în scurtcircuit $P_{fpe} = 0$.

20.5.3. MAȘINI SINCRONE

$$P_{mec} = P_{frr} + P_{fpe} \quad [W], \quad (20.25)$$

în care :

P_{fpe} sînt pierderile prin frecarea perilor pe inelele colectoare (se determină cu rel. 20.24) ;

P_{frr} — pierderile de frecare în lagăre și de ventilație, fără pierderile ventilatorului montat separat pe arborele mașinii.

a) Pentru mașinile sincrone cu poli înecați se folosesc relațiile (20.23) sau (20.23, a) de la mașinile asincrone.

b) Pentru mașinile sincrone cu poli aparenți și rotorul în variantă combinată :

$$P_{frr} \approx 0,8 \cdot 2p \left[\frac{n}{40} \right]^3 \sqrt{\frac{l_g}{19}} 10^3 \quad [W], \quad (20.25, a)$$

în care :

$v = \frac{\pi D_r n}{60}$ este viteza periferică a rotorului, în m/s ;

D_r — diametrul rotorului, în m ;

l_g — lungimea geometrică a miezului feromagnetic statoric, în cm.

20.5.4. PIERDERILE DE VENTILAȚIE ÎN CAZUL MONTĂRII UNUI VENTILATOR SEPARAT PE ARBORELE MAȘINII

(v. și cap. 22, rel. 22.13)

Aceste pierderi se calculează cu relația :

$$P_v = \frac{QH}{\eta_v} \quad [W], \quad (20.26)$$

în care :

η_v este randamentul ventilatorului ;
pentru ventilatorul radial :

$$\eta_v = 0,35 \div 0,45 ;$$

pentru ventilatorul axial :

$$\eta_v = 0,15 \div 0,25 ;$$

Q — debitul de aer care trece prin ventilator, în m^3/s .

Preliminar, se poate estima :

$$Q \approx \frac{(1 - \eta) P_N}{1,1 \theta_{acr}} \quad [m^3/s], \quad (20.26, a)$$

cu :

η — randamentul anticipat al mașinii electrice ;

P_N — puterea activă nominală a mașinii, în kW ;

θ_{acr} — încălzirea aerului în interiorul mașinii (diferența dintre temperaturile de ieșire și de intrare a aerului în mașină).

Se poate lua în medie :

$\theta_{acr} \leq 30^\circ C$, pentru mașini cu izolație clasă B ;

$\theta_{acr} \leq 40^\circ C$, pentru mașini cu izolație clasă F.

Cu cât θ_{acr} este mai mic, răciră este mai bună, însă debitul de aer este mai mare.

H este presiunea statică a ventilatorului, în Pa (1 Pa = 1 N/m²) :

$$H \approx 1,1 \eta_p (u_1^2 - u_2^2) \quad [Pa], \quad (20.26, b)$$

în care :

$\eta_p = 0,40 \div 0,45$ — randamentul aerodinamic al ventilatorului ;

u_1, u_2 — vitezele periferice la exteriorul, respectiv interiorul ventilatorului, în m/s :

$$u_1 = \frac{\pi D_1 n}{60} \quad \text{și} \quad u_2 = \frac{\pi D_2 n}{60} \quad [m/s], \quad (20.26, c)$$

unde, în conformitate cu figura 20.2 :

$D_2 \approx D$ — diametrul interior al ventilatorului, în m ;

D_1 — diametrul exterior al ventilatorului, în m.

Orientativ, se poate lua :

$D_1 \approx D_e - (0,02 \div 0,04)$ m, pentru mașini cu $2p = 2$ și 4 ;

$D_1 \approx D_e$, pentru mașini cu $2p \geq 4$.

Valorile definitive ale lui D_1 se stabilesc pe desenul de ansamblu general la scară, iar ale lui D_2 și lățimea b a paletelor — la calculul ventilatorului (v. paragraful 22.2.3).

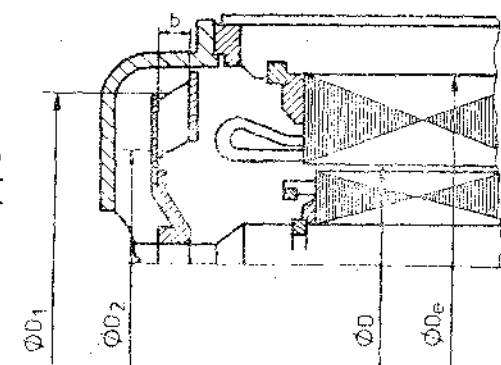


Fig. 20.2. Secțiune longitudinală printr-o mașină electrică, cu principalele dimensiuni ale miezului feromagnetic și ale ventilatorului radial.

20.6. PIERDERILE SUPLIMENTARE LA FUNCȚIONAREA ÎN SARCINĂ

20.6.1. PIERDERILE SUPLIMENTARE ÎN FIER LA FUNCȚIONAREA ÎN SARCINĂ

Literatura de specialitate indică metode și formule de calcul, mai mult sau mai puțin exacte, a acestor pierderi [15], [17], [24], [27].

Lucrarea se va opri însă la câteva formule de calcul empirice stabilite și folosite în practică.

a) Pentru mașini de curent continuu sau mașini de curent alternativ cu colector :

$$P_{spu} \approx 0,01 P_N \cdot 10^3 \text{ [W]}, \quad (20.27)$$

cu :

P_N — puterea nominală a mașinii, în kW.

b) Pentru mașini asinierone și sinerone :

$$P_{spu} \approx 0,005 P_N \cdot 10^3 \text{ [W]}, \quad (20.28)$$

cu P_N , în kW.

20.6.2. PIERDERILE SUPLIMENTARE ELECTRICE LA FUNCȚIONAREA ÎN SARCINĂ

Aceste pierderi se datoresc refluxării curentului în conductoarele înfășurătorilor și se calculează cu relația :

$$P_{rel} \approx (k_r - 1) P_{e11} \text{ [W]}, \quad (20.29)$$

în care :

P_{e11} sînt pierderile electrice principale în înfășurarea respectivă, în W ;

k_r — coeficientul mediu total de majorare a rezistenței, datorită fenomenului de refluxare a curentului :

$$k_r = \frac{k_{rf} l_{fe} + k_{rc} (l_{med} - l_{fe})}{l_{med}}, \quad (20.29, a)$$

unde :

k_{rf} este coeficientul mediu de majorare a rezistenței înfășurării în afara fierului activ (în porțiunea frontală) (în mod obișnuit, $k_{rf} \approx 1$) ;

l_{fe} — lungimea fierului activ al mașinii ;

l_{med} — jumătate din lungimea spirei medii (lungimea unui conductor) ;

k_{rc} — coeficientul mediu de majorare a rezistenței înfășurării în porțiunea fierului activ, adică în creștătură, care depinde de forma curentului din conductoare, și anume :

a) Pentru mașinile de curent alternativ, considerînd curentul din conductoare de formă sinusoidală, cu conductoarele dreptunghiulare dispuse în creștătură ca în figura 20.3 și parcurse de același curent, rezultă [25] :

$$k_{rc} = \varphi(\xi) + \frac{m^2 - 1}{3} \psi(\xi), \quad (20.29, b)$$

în care :

m este numărul de conductoare din creștătură suprapuse pe înălțime (fig. 20.3) ;

$$\xi = \alpha h, \quad (20.29, c)$$

unde :

h este înălțimea conductorului, în cm ;

$$\alpha = \sqrt{\frac{nb}{b_c} \frac{\omega \mu_0}{2\pi^2}} \left[\frac{1}{\text{cm}} \right]; \quad (20.29, d)$$

n — numărul de conductoare alăturate în creștătură (fig. 20.3) ;

b — lățimea conductorului, în cm ;

b_c — lățimea creștăturii, în cm ;

$\omega = 2\pi f$ — pulsația curentului din conductor ;

$\mu_0 = 0,4 \cdot \pi \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}$;

ρ_0 — rezistivitatea conductorului la temperatura θ , în Ωcm :

— la 75°C, pentru înfășurări cu izolație clasă A și B :

$$\rho_{Cu75^\circ} = 2,17 \cdot 10^{-6} \Omega\text{cm} ;$$

$$\rho_{Al75^\circ} = 3,6 \cdot 10^{-6} \Omega\text{cm} ;$$

— la 115°C, pentru înfășurări cu izolație clasă F și H :

$$\rho_{Cu115^\circ} = 1,13 \rho_{Cu75^\circ} ;$$

$$\rho_{Al115^\circ} = 1,16 \rho_{Al75^\circ} ;$$

f — frecvența curentului, în Hz ;

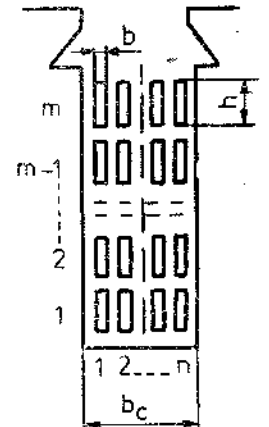


Fig. 20.3. Așezarea conductoarelor în creștătură.

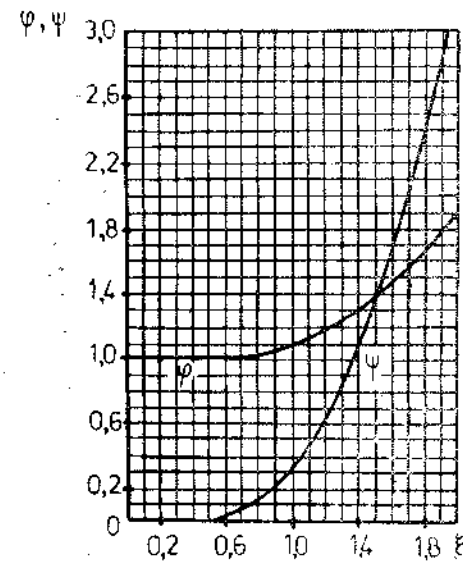


Fig. 20.4. Curbele $\varphi(\xi)$ și $\psi(\xi)$.

$$\varphi(\xi) = \xi \frac{\text{sh} 2\xi + \sin 2\xi}{\text{ch} 2\xi - \cos 2\xi}; \quad (20.29, e)$$

$$\psi(\xi) = 2\xi \frac{\text{sh} \xi - \sin \xi}{\text{ch} \xi + \cos \xi}.$$

Valorile funcțiilor φ și ψ , calculate cu relațiile de mai sus, pentru $\xi \leq 2$, se pot lua din curbele reprezentate în figura 20.4.

Pentru cazurile cînd $\xi > 2$, se pot considera cu suficientă aproximație relațiile :

$$\varphi(\xi) \approx \xi; \quad \psi(\xi) \approx 2\xi. \quad (20.29, f)$$

b) Pentru mașinile de curent continuu, la care curentul i printr-o bobină a indusului, în ipoteza neglijării influenței reacției indusului și considerînd o comutație liniară, este de forma re-

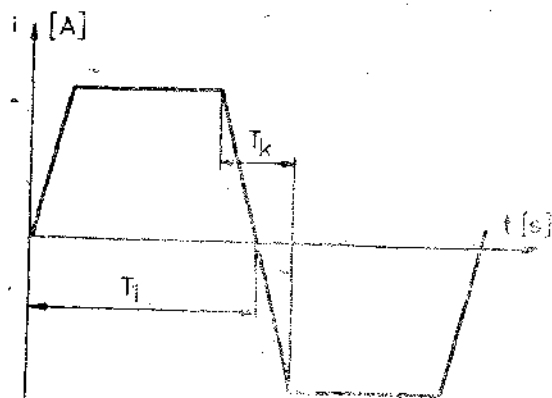


Fig. 20.5. Forma curentului printr-o bobină a indusului mașinii de curent continuu în funcție de timp.

prezentată în figura 20.5, coeficientul mediu total de majorare a rezistenței datorită fenomenului de refulare a curentului (pentru întreaga bobină) este dat de relația [25]:

$$k_r = 1 + 0,07 \cdot m^2 \xi_a \frac{l_{kc}}{l_{mcu}} \sqrt{\frac{\tau_k}{b_{pe} + (u-1)l_k}} \quad (20.30)$$

în care:

b_{pe} — este lățimea periei, în cm;

l_k — pasul la colector, în cm;

$\tau_k = \tau \frac{D_k}{D}$ — pasul polar, raportat la colector, în cm;

u — numărul de creștături elementare într-o creștătură reală.

Semnificația celorlalți termeni este aceeași ca în relația (20.29, a).

Valoarea lui k_r , determinată cu relația (20.30), se introduce în relația (20.29) și rezultă pierderile electrice suplimentare pentru mașina de curent continuu.

20.7. PIERDERILE TOTALE ȘI RANDAMENTUL

a) Pierderile totale:

$$\Sigma P = P_{Fe} + P_{mec} + P_r + P_{cu} + P_{ctz} + P_{sFe} + P_{sct} \quad [W]. \quad (20.31)$$

b) Randamentul mașinii:

$$\eta = \frac{P_s}{P_i} = \frac{P_s}{P_s + \Sigma P} \quad (20.31, a)$$

în care:

P_s este puterea nominală, în kW;

ΣP — pierderile totale, în kW.

Capitolul 21. CALCULUL MECANIC AL MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE

21.1. CALCULUL ARBORELUI

Arborele se execută din OL-50, OLC-35N sau OLC-45N, din bare rotunde luate, cind diametrul maxim nu depășește 200 mm și din oțel forjat, în cazul cind diametrul maxim este mai mare de 200 mm; litera N (după marca oțelului) înseamnă „normalizat”, adică material cu caracteristici chimice și mecanice garantate.

21.1.1. DIMENSIONAREA ARBORELUI

A. Cazul cuplării directe a mașinii cu mecanismul antrenat — cind este motor — sau cu motorul de antrenare — cind este generator

1) Cuplul nominal:

$$M_A = 9560 \frac{P_N}{n} \quad [Nm]. \quad (21.1)$$

în care:

P_N este puterea nominală a mașinii electrice la arbore, în kW;

n — turația mașinii, în rot/min.

2) Diametrul capătului de arbore (diametrul minim) fără pană (v. fig. 21.1):

$$d_0 = \sqrt[3]{\frac{kM_A}{0,2\tau_t}} \quad [cm]. \quad (21.2)$$

în care:

k este un coeficient ce ține cont de modul de variație a sarcinii și anume:

$k = 2$, pentru mașini normale de curent alternativ și de curent continuu;

$k = 2,5$, în cazul mașinilor de curent alternativ pentru laminoare;

$k = 3$, în cazul mașinilor de curent continuu pentru laminoare și compresoare;

$k = 4$, pentru generatoare acționate de motoare Diesel;

τ_t — rezistența admisibilă la torsiune, în MPa (1 MPa = 1 N/mm²), care se ia din anexa 14.

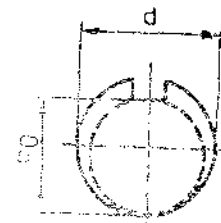


Fig. 21.1. Secțiunea transversală prin capătul de arbore al unei mașini electrice.

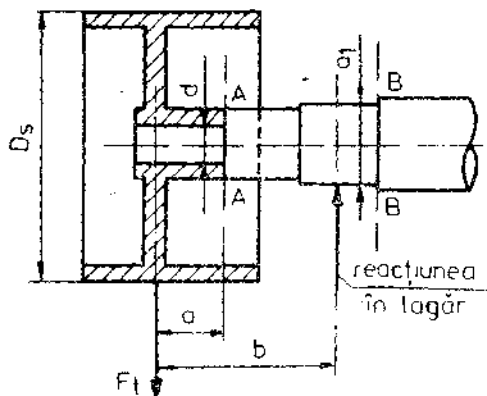


Fig. 21.2. Secțiune longitudinală prin capătul de arbore având șaibă de curea.

÷ 50 mm), atunci între arbore și miezul feromagnetic se prevăd fie nervuri sudate de arbore, fie butuc construit separat și apoi presat pe arbore.

ATENȚIE! Experiența a demonstrat că cel mai bine se comportă, în exploatare, arborele cu 6 nervuri (sudate sau prelucrate).

B. Cazul transmisiei prin curea sau roți dințate (fig. 21.2)

1) Tensiunea F_t a ambelor laturi ale curelei, pentru sarcina nominală :

$$F_t = C \frac{2M_N}{D_s} \text{ [N]}, \quad (21.5)$$

în care :

- M_N — cuplul nominal, în Nm, conform relației (21.1) ;
- D_s — diametrul roții de curea sau diametrul primitiv al roții dințate, în m ;
- $C = 1,65$, pentru transmisia cu roți dințate ;
- $C = 1,85$, pentru transmisia cu roți de curea, cu obadă cu șanțuri trapezoidale (fig. 5.61, b) ;
- $C = 3$, pentru transmisia cu roată de curea cu obadă cilindrică (fig. 5.61, a) ;

2) Calculul diametrului minim în cele două secțiuni A—A și B—B (fig. 21.2), admitînd un coeficient de supraîncărcare $k_1 = 1,5$.

Secțiunea A—A.

— Momentul de încovoiere :

$$M_a = k_1 F_t a \text{ [Nm]}. \quad (21.6)$$

— Momentul total raportat la momentul de încovoiere :

$$M_{pr(a)} = \sqrt{M_a^2 + (\alpha k_1 M_N)^2} \text{ [Nm]}. \quad (21.7)$$

Diametrul d (fig. 21.1) se ia cu (5—10)% mai mare, adică $d = (1,05 \div 1,1)d_0$ [cm]. (21.3)

Se alege apoi un diametru standardizat din STAS 3432/1-87, pentru capete cilindrice (v. anexa 15) și din STAS 3432/2-87, pentru capete conice.

3) Diametrul maxim la mijlocul mașinii :

$$d_{max} = (1,2 \div 1,3)d \text{ [cm]}. \quad (21.4)$$

Dacă diferența dintre diametrul interior al rotorului D_{ir} și d_{max} este suficient de mare (peste 40 ÷

unde :

$\alpha \approx 0,6$ este un coeficient de raportare a cuplului de torsiune la încovoiere.

— Diametrul minim al capătului de arbore (fără canalul de pană, figura 21.1) :

$$d_0 = \sqrt[3]{\frac{M_{pr(a)}}{0,1\sigma_i}} \text{ [cm]}, \quad (21.8)$$

unde :

σ_i este rezistența admisibilă la încovoiere în MPa (din anexa 14, cazul III).

— Diametrul d , se determină cu relația (21.3).

Se alege din STAS 3432/1-87 (anexa 15) diametrul imediat superior, standardizat.

Secțiunea B—B, pentru care rezultă diametrul interior al rulmentului din partea tracțiunii, d_1 .

— Momentul de încovoiere :

$$M_b = k_1 F_t b \text{ [Nm]}. \quad (21.9)$$

— Momentul total raportat la momentul de încovoiere :

$$M_{pr(b)} = \sqrt{M_b^2 + (\alpha k_1 M_N)^2} \text{ [Nm]}. \quad (21.10)$$

— Diametrul d_1 (interior rulment) :

$$d_1 = \sqrt[3]{\frac{M_{pr(b)}}{0,1\sigma_i}} \text{ [cm]}. \quad (21.11)$$

unde :

σ_i este rezistența admisibilă la încovoiere în MPa, care se ia din anexa 14, cazul III.

Diametrul rulmentului din partea opusă tracțiunii, se poate alege aproximativ cu 10—20% mai mic decât cel din partea acționării.

21.1.2. CALCULUL SĂGEȚII ȘI AL VITEZEI CRITICE :

A. Cuplarea directă (fig. 21.3, a)

Se vor folosi următoarele notații :

G_r — greutatea totală a rotorului, în N, adică suma greutateilor miezului feromagnetic, a înfășurării și a porțiunii de arbore dintre reazeme ;

G_i — greutatea colectorului sau a inelelor de contact, inclusiv porțiunea corespunzătoare de arbore, în N ;

x, l, b, a — distanțele conform desenului, din figura 21.3, în cm ;

d_i — diametrul porțiunii „i” a arborelui, în cm.

1) Datele necesare pentru calculul săgeții arborelui sînt trecute în tabelul 21.1.

$I_i = \frac{\pi d_i^4}{64}$ [cm⁴] — momentul de inerție axial al suprafeței secțiunii transversale a arborelui, în porțiunea „i”.

Tabelul 21.1

Mărimile necesare pentru calculul săgeții arborelui cu transmisie directă

Nr. secțiunii arborelui	d_i [cm]	I_i [cm ⁴]	x_i [cm]	x_i^2 [cm ²]	$x_i^2 - x_{i-1}^2$ [cm ²]	$\frac{x_i^2 - x_{i-1}^2}{I_i}$ [cm ⁻¹]
Partea stângă a arborelui	1					
	2					
	3					
	...					
	n					
$S_1 = \sum_{i=1}^n \frac{x_i^2 - x_{i-1}^2}{I_i}$ [cm ⁻¹]						
Partea dreaptă a arborelui	1					
	2					
	...					
	n'					
$S_2 = \sum_{i=1}^{n'} \frac{x_i^2 - x_{i-1}^2}{I_i}$ [cm ⁻¹]						

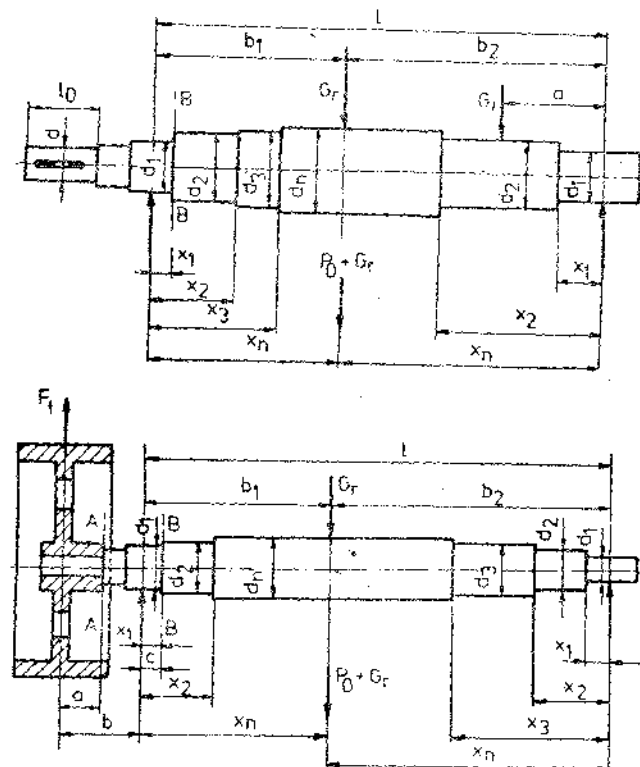


Fig. 21.3. Arbore de mașină electrică și forțele exercitate asupra acestuia:

a — fără șabă de curea; b — cu șabă de curea.

2) Săgeata arborelui la mijlocul lungimii fierului rotorice, datorită greutății proprii G_r :

$$f_0 = \frac{G_r 10^{-4}}{3EI^2} (b_2^2 S_1 + b_1^2 S_2) \text{ [cm]}, \quad (21.12)$$

în care:

E este modulul de elasticitate longitudinal al arborelui. Pentru oțel $E = 2,1 \cdot 10^5$ MPa.

Celelalte mărimi au semnificația și unitățile de măsură conform tabelului 21.1.

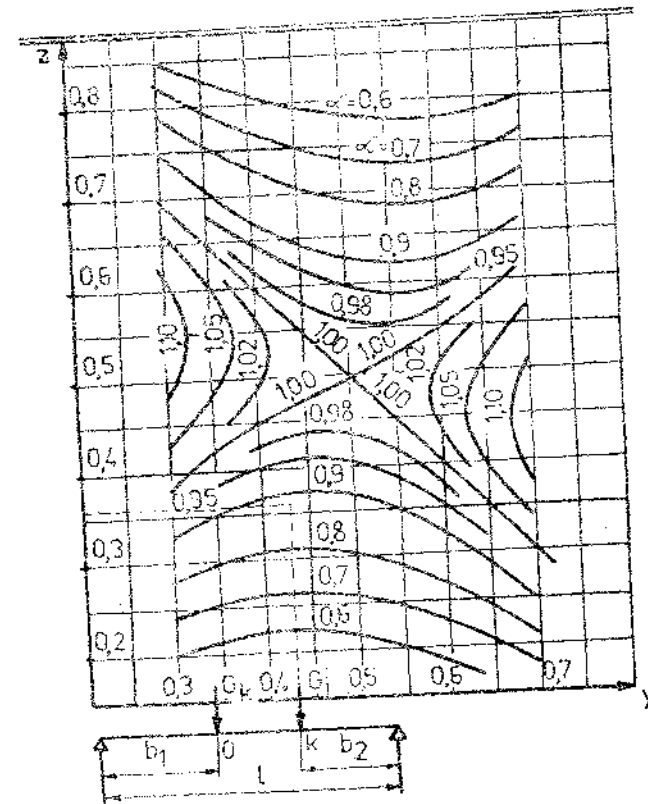
3) Săgeata arborelui la mijlocul lungimii fierului activ datorită greutății G_i a colectorului sau inelelor de contact:

$$f_i = \alpha f_0 \frac{G_i}{G_r} \text{ [cm]}, \quad (21.13)$$

în care:

α este un coeficient care ține cont de distanțele centrelor de greutate față de punctele de sprijin; se ia din fig. 21.4 în funcție de rapoartele $y = \frac{b_1}{l}$ și $z = \frac{b_2}{l}$ (v. și fig. 21.3, a)

De obicei, greutatea G_i la mașinile asincrone și sincrone cît și la cele de curent continuu mici se introduce în G_r și deci f_i nu se mai calculează separat.

Fig. 21.4. Valorile coeficientului de calcul α în funcție de rapoartele $y = b_1/l$ și $z = b_2/l$.

Excentricitatea inițială a arborelui, ε

Tabelul 21.2

Diametrul fusului (a arborelui în dreptul lagărului) [mm]	18-30	31-50	51-80	81-120	121-160
Excentricitatea ε [mm]	0,013	0,015	0,017	0,019	0,021

4) Excentricitatea inițială a arborelui ε se adoptă din tabelul 21.2, pentru mașini cu lagăre pe rulmenți.

5) Forța de atracție magnetică unilaterală P_0 , datorită excentricității e_0 este:

$$P_0 = 9,81(2B_0)^2 \frac{\pi D l_i \alpha_i}{\delta k_c} e_0 \quad [\text{N}], \quad (21.14)$$

în care:

$e_0 = \varepsilon + f_c$ [cm] este excentricitatea inițială totală; (21.14, a)

α_i — coeficientul de acoperire ideală a pasului polar, cunoscut de la calculul electromagnetic;

B_0 — inducția magnetică maximă în întrefier, în T, cunoscută de la calculul electromagnetic;

k_c — coeficientul lui Carter;

δ — lățimea întrefierului, în cm;

D — diametrul nominal (la întrefier), în cm;

l_i — lungimea ideală, în cm;

ε — excentricitatea inițială, în cm (din tabelul 21.2).

6) Săgeata inițială la mijlocul rotorului datorită atracției magnetice unilaterale:

$$f_0 = f_c \frac{P_0}{G_r} [\text{cm}]. \quad (21.15)$$

7) Săgeata finală a arborelui datorită atracției magnetice unilaterale:

$$f_s = \frac{f_0}{1-m} [\text{cm}], \quad (21.16)$$

unde:

$$m = \frac{f_0}{e_0}. \quad (21.17)$$

8) Săgeata totală, la funcționarea în sarcină, la mijlocul rotorului:

$$f = f_c + f_i + f_s [\text{cm}]. \quad (21.18)$$

Această săgeată, din condiții mecanice, nu trebuie să depășească anumite valori, în funcție de tipul mașinii și anume:

$f < 0,1\delta$ — pentru mașini asincrone;

$f < 0,08\delta$ — pentru mașini sincrone;

$f < 0,06\delta$ — pentru mașini de curent continuu.

9) Turația critică a arborelui, ținând cont și de atracția magnetică unilaterală:

$$n_{cr} \approx 300 \sqrt{\frac{1-m}{f_0}} [\text{rot/min}]. \quad (21.19)$$

Se recomandă ca:

$$n_{cr} \geq 1,3 n_{amb}. \quad (21.19, a)$$

Aceasta înseamnă că turația critică trebuie să fie cu cel puțin 30% mai mare decât turația de ambalare n_{amb} a mașinii.

De obicei, turația de ambalare, dacă nu se impune din alte condiții, se ia cu 20% mai mare decât turația maximă nominală n_{Nmax} , adică:

$$n_{amb} = 1,2 n_{Nmax} [\text{rot/min}]. \quad (21.20)$$

B. Transmisie prin curea sau roți dințate

(fig. 21.3, b)

1) Datele necesare pentru calculul săgeții arborelui sînt trecute în tabelul 21.3.

2) Săgeata arborelui f_c , la mijlocul rotorului, datorită greutateii proprii, este dată de relația (21.12).

3) Săgeata arborelui, la mijlocul rotorului, datorită tensiunii curelei sau roților dințate (v. tabelul 21.3):

$$f_i = \frac{F_i b_{10}^{-2}}{3EI^2} [(1,5lS_0 - S_1)b_2 + b_1S_2] [\text{cm}], \quad (21.21)$$

Tabelul 21.3

Mărimile necesare pentru calculul săgeții arborelui cu transmisia prin curea sau prin roți dințate

Nr. secțiunii arborelui	d_i [cm]	I_i [cm ⁴]	x_i [cm]	x_i^2 [cm ²]	$x_i^3 - x_{i-1}^3$ [cm ³]	$\frac{x_i^3 - x_{i-1}^3}{I_i}$ [cm ⁻¹]	x_i^2 [cm ²]	$x_i^2 - x_{i-1}^2$ [cm ²]	$\frac{x_i^2 - x_{i-1}^2}{I_i}$ [cm ⁻²]
Partea stîngă a arborelui	1								
	2								
	3								
	...								
	n								
Partea stîngă a arborelui	$S_1 = \sum_{i=1}^n \frac{x_i^3 - x_{i-1}^3}{I_i}$ [cm ⁻¹]						$S_0 = \sum_{i=1}^n \frac{x_i^2 - x_{i-1}^2}{I_i}$ [cm ⁻²]		
Partea dreaptă a arborelui	1								
	2								
	3								
	...								
	n'								
Partea dreaptă a arborelui	$S_2 = \sum_{i=1}^{n'} \frac{x_i^3 - x_{i-1}^3}{I_i}$ [cm ⁻¹]								

unde:

F_t este tensiunea curelei, în N, conform relației (21.5);
 I_t — aceeași semnificație ca în tabelul 21.1.

4) Excentricitatea inițială totală (v. și rel. 21.14, a):

$$e_0 = e + f_0 + f_t \quad [\text{cm}], \quad (21.22)$$

5) Forța de atracție magnetică unilaterală P_0 , conform relației (21.14).

6) Săgeata inițială datorită atracției magnetice unilaterale, f_0 , conform relației (21.15).

7) Săgeata finală datorită atracției magnetice unilaterale f_s , conform relației (21.16).

8) Săgeata totală datorită greutateii proprii, întinderii curelei și atracției magnetice unilaterale (v. și rel. 21.18) este:

$$l = f_0 + f_t + f_s \quad [\text{cm}], \quad (21.23)$$

care trebuie să respecte condițiile impuse de relațiile (21.18, a).

7) Turația critică a arborelui, având în vedere și influența transmisiei prin curea:

$$n_{cr} \approx 300 \sqrt{\frac{1-m}{f_0 + f_s}} \quad [\text{rot/min}], \quad (21.24)$$

în care săgeata, în mijlocul rotorului, datorită influenței greutateii șabei este:

$$f_s = f_t \frac{G_s}{F_t} \quad [\text{cm}], \quad (21.25)$$

în care G_s este greutatea roții de curea (șabi), în N.

Și în acest caz, turația critică trebuie să respecte condiția impusă de relația (21.19, a).

Dacă arborele este cu nervuri sudate sau prelucrate, atunci se calculează inițial săgeata și turația critică, fără a ține cont de prezența nervurilor.

În cazul că nu se verifică condițiile impuse, atunci se introduce în calcule și nervurile, care schimbă momentul de inerție I_x .

Astfel, momentele de inerție ale diferitelor secțiuni ale arborelui se calculează cu relațiile:

a) pentru arborele simplu (fără nervuri), figura 21.5, a):

$$I = I_y = I_x = \frac{\pi D^4}{64} \quad [\text{cm}^4]; \quad (21.26)$$

b) pentru arborele cu nervuri (sudate sau prelucrate), figura 21.5, b):

$$I_x = \frac{\pi D^4}{64} + \frac{m}{8} b h \left[\frac{1}{3} (b^2 + h^2) + (D + h)^2 \right] + \frac{h}{8} (b_1^3 - b^3) \quad [\text{cm}^4]; \quad (21.27)$$

$$I_y = \frac{\pi D^4}{64} + \frac{m}{8} b h \left[\frac{1}{3} (b^2 + h^2) + (D + h)^2 \right] + (b_1 - b) [(D + 2h)^3 - D^3] \quad [\text{cm}^4]. \quad (21.28)$$

În calculul săgeții se ia valoarea cea mai mică a momentelor de inerție după cele două axe, adică:

$$I = \min(I_x, I_y), \quad (21.29)$$

unde (v. fig. 21.5, b):

m este numărul de nervuri, din care două pot avea lățimea $b_1 > b$, în funcție de lățimea penei și echilibrarea arborelui;

h — înălțimea nervurilor.

Exemplu de calcul al săgeților și vitezei critice a unui arbore de motor electric care are transmisia prin curea (fig. 21.2 și fig. 21.3, b).

Motorul asincron trifazat are următoarele date nominale:

$$P_N = 325 \text{ kW}; U_N = 6 \text{ kV}; n_1 = 1000 \text{ rot/min}$$

și următoarele mărimi calculate:

$D = 52 \text{ cm}; l_t = 50 \text{ cm}; B_0 = 0,75 \text{ T}$; masa motorului, $m_r = 815 \text{ kg}$; $k_c = 1,55$; $\delta = 0,15 \text{ cm}$; $\alpha_t = 0,71$.

Din construcția arborelui rezultă următoarele date:

$l = 85 \text{ cm}$; $b_1 = 40 \text{ cm}$; $b = 20 \text{ cm}$; $e = 2 \text{ cm}$; $a = 15 \text{ cm}$; $D_s = 60 \text{ cm}$; masa șabei, $m_s = 102 \text{ kg}$ și deci greutatea $G_s = m_s g = 1000 \text{ N}$.

Arborele are 6 nervuri sudate.

1) Cuplul nominal al motorului, conform relației (21.1):

$$M_N = 9560 \frac{P_N}{n_1} = 9560 \frac{325}{1000} = 3120 \text{ Nm}.$$

2) Tensiunea ambelor laturi ale curelei, conform relației (21.5):

$$F_t = C \frac{2M_N}{D_s} = 3 \frac{2 \cdot 3120}{0,60} = 31200 \text{ N}.$$

3) Calculul diametrelor arborelui.

Secțiunea A — A (capătul de arbore) — diametrul minim.

— Momentul de încovoiere, conform relației (21.6):

$$M_a = k_t F_t a = 1,5 \cdot 31200 \cdot 0,15 = 7020 \text{ Nm}.$$

— Momentul total raportat la momentul de încovoiere (rel. 21.7):

$$M_{pr(a)} = \sqrt{M_a^2 + (\alpha k_t M_N)^2} = \sqrt{7020^2 + (0,6 \cdot 1,5 \cdot 3120)^2} = 75,5 \cdot 10^3 \text{ Nm}.$$

— Diametrul minim al arborelui (capătul de arbore), conform relației (21.8):

$$d_a = \sqrt[3]{\frac{M_{pr(a)}}{0,1 \sigma_t}} = \sqrt[3]{\frac{75500}{0,1 \cdot 50}} = 11,45 \text{ cm},$$

În care, din anexa 14, s-a luat (rîndul 2, cazul III) $\sigma_t = 50 \text{ MPa}$.

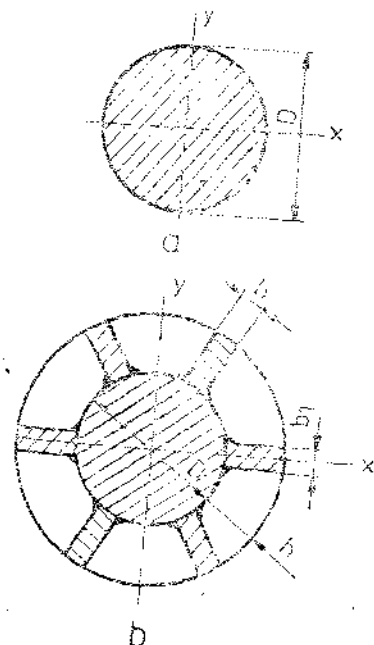


Fig. 21.5. Secțiuni transversale prin arbore simplu (a) și cu nervuri sudate (b).

— Diametrul d , conform relației (21.3):

$$d = (1,05 \div 1,1) d_0 = (1,05 \div 1,1) 11,45 = 12,1 \div 12,6 \text{ cm.}$$

Se alege capătul de arbore, conform STAS 3432/1-87 (anexa 15), cu dimensiunile $d = 120 \text{ mm}$ și $l_0 = 210 \text{ mm}$.

Secțiunea B-B (diametrul interior al rulmentului).

— Momentul de încovoiere, conform relației (21.9):

$$M_v = k_1 F_t b = 1,5 \cdot 31\,200 \cdot 0,20 = 9\,350 \text{ Nm.}$$

$$M_{pr}(S_1) = 9\,900 \text{ Nm} \text{ — calculat cu relația (21.10).}$$

Cu relația (21.11) rezultă:

$$d_1 = \sqrt[3]{\frac{9\,900}{0,1 \cdot 50}} = 12,5 \text{ cm.}$$

Se alege rulment cu diametrul interior $d_1 = 13 \text{ cm}$.

— Diametrul maxim al arborelui, conform relației (21.4):

$$d_{max} \approx 1,2 d_0 = 1,2 \cdot 12 = 14,4 \text{ cm.}$$

— se rotunjește $d_{max} = 14,5 \text{ cm}$; acestu este $d_1(n-3)$ din partea stângă a arborelui (fig. 21.3, b).

— Diametrul d_1 din partea dreaptă se alege mai mic cu circa 20% decât diametrul d_1 din partea stângă a arborelui (partea tracțiunii), deci $d_1 = \frac{13}{1,2} = 11 \text{ cm}$.

Constructiv, rezultă dimensiunile următoare (fig. 21.3, b): partea stângă: $d_2 = 13,5 \text{ cm}$; $x_1 = 2 \text{ cm}$; $x_2 = 12 \text{ cm}$; $x_3 = 40 \text{ cm} = b_1$; partea dreaptă: $d_4 = 12 \text{ cm}$; $d_5 = 13 \text{ cm}$; $x_1 = 2 \text{ cm}$; $x_2 = 12 \text{ cm}$; $x_3 = 20 \text{ cm}$; $x_4 = 45 \text{ cm} = b_2$.

Distanța dintre reazeme: $l = b_1 + b_2 = 85 \text{ cm}$.

4) Datele calculate conform tabelului 21.3, necesare determinării săgeții arborelui, sînt prezentate în tabelul 21.4.

Tabelul 21.4

Datele de calcul pentru determinarea săgeții arborelui din exemplul considerat

Nr. secțiunii arborelui										
	d_i [cm]	I_i [cm ⁴]	x_i [cm]	x_i^2 [cm ²]	$x_i^3 - x_{i-1}^3$ [cm ³]	$\frac{x_i^3 - x_{i-1}^3}{I_i}$ [cm ⁻¹]	x_i^2 [cm ²]	$x_i^2 - x_{i-1}^2$ [cm ²]	$\frac{x_i^2 - x_{i-1}^2}{I_i}$ [cm ⁻²]	
Partea stângă a arborelui	1	13	1 402	2	8	8	0,006	4	4	0,003
	2	13,5	1 695	12	1 720	1 712	1,07	144	140	0,087
	3	14,5	2 160	40	64 000	62 280	28,8	1 600	1 456	0,670
							$S_1 = 29,876$			
								$S_0 = 0,769$		
Partea dreaptă a arborelui	1	11	719	2	8	8	0,011			
	2	12	1 018	12	1 720	1 712	1,69			
	3	13	1 402	20	8 000	6 280	4,46			
	4	14,5	2 160	45	90 000	82 000	38,00			
							$S_2 = 44,161$			

Se va calcula inițial rigiditatea arborelui, fără a se considera nervurile; dacă rigiditatea nu se încadrează în limite, atunci se vor lua în calcul momentului de inerție și nervurile.

5) Săgeata arborelui la mijlocul rotorului, datorită greutateii proprii:

— greutatea proprie a rotorului:

$$G_r = m_r g = 815 \cdot 9,81 = 8\,000 \text{ N;}$$

— săgeata arborelui în mijlocul lungimii miezului rotorului, conform relației (21.12):

$$f_0 = \frac{G_r \cdot 10^{-2}}{3 E I^2} [b_2^2 S_1 + b_1^2 S_2] = \frac{8\,000 \cdot 10^{-2}}{3 \cdot 2,1 \cdot 10^8 \cdot 85^2} [45^2 \cdot 29,876 + 40^2 \cdot 44,161] = 0,0023 \text{ cm.}$$

6) Săgeata arborelui la mijlocul rotorului, datorită tensiunii curelei, conform relației (21.21):

$$f_1 = \frac{F \cdot b \cdot 10^{-2}}{3 E I^2} [(1,5 l S_0 - S_1) b_2 + b_1 S_2] = \frac{31\,200 \cdot 20 \cdot 10^{-2}}{3 \cdot 2,1 \cdot 10^8 \cdot 85^2} \cdot [(1,5 \cdot 85 - 0,76 - 29,876) \cdot 45 + 40 \cdot 44,161] = 0,0065 \text{ cm.}$$

7) Excentricitatea inițială totală, conform relației (21.22),

$e_0 = 0,019 + 0,0023 + 0,0065 = 0,0278 \text{ cm}$; cu $\varepsilon = 0,019 \text{ cm}$ (din tabelul 21.2, pentru $d_1 = 11 \text{ cm}$ — partea dreaptă a arborelui).

— Forța de atracție magnetică unilaterală (rel. 21.14):

$$P_0 = 9,81(2B_8)^2 \frac{\pi D l \alpha_1}{8 k_c} \varepsilon_0 = 9,81(2 \cdot 0,75)^2 \frac{\pi \cdot 52 \cdot 50 \cdot 0,71}{0,15 \cdot 1,55} \cdot 0,0278 = 15305 \text{ N.}$$

8) Săgeata inițială datorită atracției magnetice unilaterale inițiale:

$$f_0 = f_a \frac{P_0}{G_r} = 0,0023 \frac{15\,305}{8\,000} = 0,0044 \text{ cm.}$$

9) Săgeata finală datorită atracției magnetice unilaterale:

$$f_8 = \frac{f_0}{1 - m} = \frac{0,0044}{1 - 0,158} = 0,0052 \text{ cm,}$$

în care:

$$m = \frac{f_0}{e_0} = \frac{0,0044}{0,0278} = 0,158.$$

10) Săgeata totală a arborelui datorită greutateii proprii, întinderii curelei și atracției magnetice unilaterale, conform relației (21.23),

$$f = f_1 + f_8 + f_0 = 0,0065 + 0,0052 + 0,0023 = 0,014 \text{ cm.}$$

Verificarea rigidității arborelui:

$$\frac{f}{\delta} = \frac{0,014}{0,15} = 0,093 < 0,1 \text{ (v. rel. 21.18, a).}$$

Cum se observă, rigiditatea arborelui este foarte aproape de limita admisibilă. Dacă nu se verifică, se luau în considerație și nervurile sudate pe arbore, conform relației (21.29), caz în care erau necesare și dimensiunile acestora.

11) Turația critică la funcționarea în sarcină :

$$n_{cr} = 360 \sqrt{\frac{1-m}{f_0 + f_s}} = 360 \sqrt{\frac{1-0,158}{0,0023 + 0,0002}} = 5\,505 \text{ rot/min} \gg 1,3 n_{amb} = 1,3 \cdot 1\,200 = 1\,560 \text{ rot/min},$$

în care :

$$n_{amb} = 1,2 n_1 = 1\,200 \text{ rot/min};$$

$$f_s = f_t \frac{G_s}{F_t} = 0,0065 \frac{1\,000}{31\,200} = 0,0002 \text{ cm}.$$

21.1.3. VERIFICAREA LA REZISTENȚA A ARBORELUI

Se tratează cazul general cu transmisie prin curea, ca fiind cel mai dezavantajos.

Se verifică secțiunea B-B (figura 21.3, a și figura 21.3, b), aceasta fiind cea mai solicitată.

1) **Cuplul de rotație :**

$$M = m M_N \pm n M_N \quad [\text{Nm}], \quad (21.30)$$

în care :

M_N este cuplul nominal conform relației (21.4), în Nm ;

m — factorul de multiplicare al sarcinii, corespunzător componentei constante a cuplului ;

n — factorul de multiplicare al sarcinii, corespunzător amplitudinii cuplului cu semn variabil, care se suprapune peste componenta constantă.

Valorile lui m și n sînt date în tabelul 21.5.

Tabelul 21.5

Valorile factorilor m și n din relația (21.30)

Tipul mașinii	Limitele de variație ale cuplului de rotire	Factorul de multiplicare a cuplului	
		m	n
Agregat de încălzire, generator pentru chimie	$M = M_N = ct$	1	0
Mașini electrice normale (1-100) kW	$+ M_{max} \dots 0$	1	1
Motor de laminor reversibil	$+ M_{max} \dots - M_{max}$	0	3,5
Generator pentru alimentarea motoarelor reversibile	$+ M_{max} \dots 0$	1,5	1,5
Motor pentru compresoare cu pistoane	$+ M_{max} \dots 0$	2	2
Generatoarele agregatelor Diesel	$m M_N \dots + n M_N$	1,25	2,5
Electromotoare de tracțiune	$M_{max} \dots 0$	1,5	1,5

2) **Solicitările la torsiune în secțiunea A—A :**

— solicitarea la sarcină constantă :

$$\tau_{st} = \frac{m M_N}{W_\tau} [\text{MPa}]; \quad (21.31)$$

— solicitarea la sarcină variabilă :

$$\tau_N = \frac{n M_N}{W_\tau} [\text{MPa}]; \quad (21.32)$$

unde, în ambele relații :

W_τ este modulul de rezistență la torsiune (polar), în cm^3 :

$$W_\tau = \frac{\pi d^3}{16} [\text{cm}^3]. \quad (21.33)$$

3) **Rezistența la torsiune redusă la rezistența alternativă** este dată de relația :

$$\tau_{\infty} = k_\tau \tau_N + \tau_{st} \frac{\sigma_e}{\sigma_s} [\text{MPa}]. \quad (21.34)$$

în care :

$k_\tau = 1,3$ este un coeficient de concentrare a eforturilor tangențiale ;

σ_e — rezistența dinamică limitată la oboseală ;

σ_s — rezistența la curgere.

Pentru oțel se poate lua

$$\frac{\sigma_e}{\sigma_s} = 0,6.$$

4) **Momentul încovoietor în secțiunea B—B** (fig. 21.3, b) :

$$M_\sigma = \frac{F_b}{l} (l - c) + (P_0 + G_r) \frac{b_{xc}}{l} [\text{Nm}]. \quad (21.35)$$

5) **Solicitarea la încovoiere alternativă :**

$$\sigma_{\infty} = k_\sigma \frac{M_\sigma}{W_\sigma} [\text{MPa}]. \quad (21.36)$$

unde :

$k_\sigma = 1,5$ este coeficientul de concentrare a eforturilor la încovoiere ;

W_σ — modulul de rezistență la încovoiere (ecuatorial), în cm^3 , dat de relația :

$$W_\sigma = \frac{\pi d^3}{32} [\text{cm}^3]. \quad (21.37)$$

6) **Solicitarea compusă redusă la cazul încovoierii :**

$$\sigma_{red} = \sqrt{\sigma_{\infty}^2 + 4 \tau_{\infty}^2} [\text{MPa}]. \quad (21.38)$$

Această solicitare trebuie să fie inferioară valorii maxime admise σ_{ad} , dată în tabelul din anexa 14.

Arborii mașinilor verticale sînt solicitați fie numai la torsiune, cînd transmisia cuplului se face prin cuplaj direct, fie la torsiune și încovoiere datorită curelei, în cazul transmisiei prin curele.

21.1.4. CALCULUL SUDURII NERVURII LA ARBORELE CU NERVURI SUDATE

1) Efortul tangențial la capătul nervurii (fig. 21.6):

$$T = \frac{2M}{mD_{ir}} [N] \quad (21.39)$$

unde:

M este cuplul de rotire conform relației (21.30);

m — numărul de nervuri care preiau efortul;

D_{ir} — diametrul interior rotor, în m.

2) Grosimea minimă a nervurii:

$$b = \sqrt{\frac{6Th}{100\sigma_b l}} [cm] \quad (21.40)$$

în care:

$\sigma_b = 60 \div 90$ MPa este rezistența admisibilă;

h — înălțimea nervurii, în cm;

l — lungimea nervurii, în cm.

3) Efortul normal pe secțiunea medie a cusăturii de sudură (fig. 21.6):

$$P_N = \frac{P_2}{\cos 45^\circ} = 1,41 T \frac{h}{b} [N], \quad (21.41)$$

unde:

$$P_2 = T \frac{h}{b} [N].$$

4) Solicitarea la întindere în cusătura de sudură:

$$\sigma_t = \frac{P_2}{el} < \sigma_a [MPa], \quad (21.42)$$

în care:

e și l sînt grosimea și lungimea cusăturii, în mm. De obicei lungimea l a cusăturii este egală cu lungimea nervurii arborelui, iar $e \approx 4 \div 6$ mm.

Valoarea admisă pentru solicitarea la întindere este:

$$\sigma_a = 90 \text{ MPa.}$$

5) Solicitarea la tăiere în cusăturile A și B (fig. 21.6):

$$\sigma_\tau = \frac{T}{2 \frac{el}{\cos 45^\circ}} \approx 0,35 \frac{T}{el} < \sigma_a [MPa], \quad (21.43)$$

unde valoarea admisă $\sigma_a = 60$ MPa.

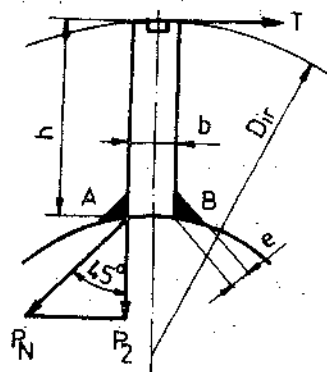


Fig. 21.6. Forța tangențială care acționează asupra nervurilor unui arbore și forțele care solicită cordonul de sudură.

21.2. CALCULUL MECANIC AL COLECTORULUI CU COADĂ DE RÎNDUNICĂ

21.2.1. DIMENSIONAREA COLECTORULUI

(vezi fig. 21.7)

1) Principalele dimensiuni D_k , l_k și l_{gk} precum și numărul de lamele K sînt determinate din calculul electromagnetic al mașinii (v. paragraful 7.8).

2) Cotele constructive pentru tensiunea nominală U_N (fig. 21.7):

$$a) l'_k \geq a_1 + 5 + \frac{U_N}{100} [mm], \quad (21.44)$$

în care jocul axial:

$a_1 = 0$ la mașinile cu rulmenți;

$a_1 = (1,5 \div 2,5)$ mm la mașinile cu lagăre de alunecare; (21.44, a)

b) $l_n = l_s + (2 \div 3)$ mm;

$l_s = (20 \div 25)$ mm este lățimea stegulețului. La mașinile mici:

$$l_n = (12 \div 15) \text{ mm};$$

c) cota de uzură:

$$z = 0,5 \sqrt[4]{D_k} [cm], \quad (21.44, b)$$

cu D_k — diametrul colectorului, în cm;

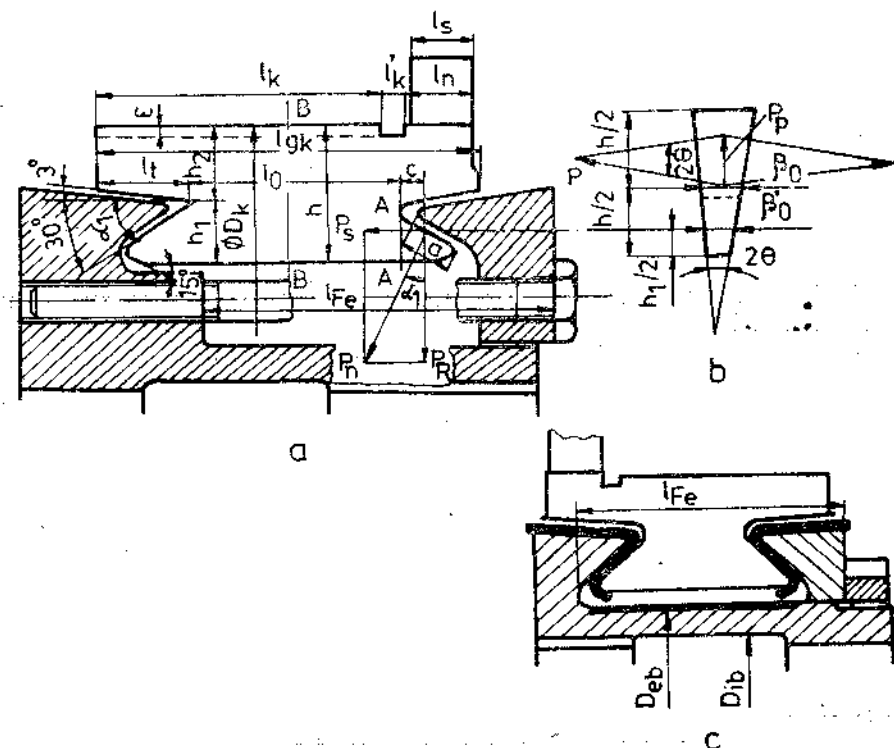


Fig. 21.7. Explicativă privind calculul mecanic al colectorului cu coadă de rîndunică:

a — sistemul de strângere prin șuruburi; b — forțele de apăsare pe fețele laterale ale lamelor; c — sistemul de strângere cu bușă și piuliță.

d) înălțimea lamelei :

$$h = k \sqrt[4]{D_k} - 1 \quad [\text{cm}], \quad (21.44, c)$$

în care :

$k = 2,8$ pentru mașinile speciale, care cer strunjiri mai dese ;
 $k = 2,2$ pentru mașinile normale ;
 D_k — în cm.

Grosimile lamelei, de profil trapezoidal, rezultă în funcție de diametrul colectorului D_k , numărul de lamele K și înălțimea lamelei h (v. fig. 21.7, b).

21.2.2. CALCULUL FORȚELOR PRINCIPALE

1) Calculul forței centrifuge care acționează asupra colectorului :

$$P_w = m_k \omega^2 R_i \quad [\text{N}], \quad (21.45)$$

în care :

m_k este masa totală a colectorului (lamelele de cupru și lamelele izo-
 lante), în kg ;

$$\omega = \frac{2\pi n_{amb}}{60} \quad [\text{rad/s}] ; \quad (21.46)$$

n_{amb} — turația de ambalare, în rot/min (v. rel. 21.20) ;

R_i — raza centrului de masă față de axa de rotație (raza de inerție),
 în m, dată de relația :

$$R_i = R_m + \frac{h}{12R_m} \quad [\text{m}], \quad (21.47)$$

unde :

R_m este raza medie a lamelei de colector :

$$R_m = \frac{D_k - h}{2} \quad [\text{m}]. \quad (21.47, a)$$

2) Calculul rezultantei forțelor elementare de apăsare pe fețele late-
 rale ale lamelelor (forțelor de boltire) :

a) forța de apăsare pe o față laterală a lamelei de colector :

$$P = pS \quad [\text{N}], \quad (21.48)$$

în care :

S este suprafața laterală a lamelei :

$$S \approx (l_k - l_i)h \quad [\text{mm}^2], \quad (21.49)$$

cu l_k , l_i și h , în mm ;

p — presiunea specifică de strângere a lamelei :

$$p = 6 + 0,5 \left(\frac{n_{amb}}{1000} \frac{D_k}{10} \right)^{3/2} \quad [\text{MPa}], \quad (21.50)$$

cu D_k , în cm ;

b) rezultanta radială a forțelor elementare (fig. 21.7) :

— pentru o lamelă :

$$P_p = 2P \sin \theta \quad [\text{N}], \quad (21.51)$$

în care :

$$\theta = \frac{2\pi}{2K} = \frac{\pi}{K} \quad [\text{radiani}] ; \quad (21.52)$$

K — numărul de lamele ale colectorului ;

unghiul θ fiind mic, $\sin \theta$ se aproximează prin arc θ și deci :

$$P_p \approx 2P \frac{\pi}{K} \quad [\text{N}] ; \quad (21.53)$$

— pentru tot colectorul :

$$P_{pt} = 2P \frac{\pi}{K} K = 2\pi P = 2\pi pS \quad [\text{N}]. \quad (21.54)$$

3) Forța totală radială (centrifugă și de boltire) :

$$P_R = P_w + P_{pt} \quad [\text{N}]. \quad (21.55)$$

21.2.3. CALCULUL FORȚELOR ȘI SOLICITĂRILOR ÎN PĂRȚILE PRINCIPALE ALE COLECTORULUI

1) Forța care soliciță buloanele de strângere ale colectorului, la rece
 (fig. 21.7, a) :

$$P_t = \frac{P_R}{2} \operatorname{tg} \alpha_1 \quad [\text{N}], \quad (21.56)$$

în care :

$\alpha_1 \approx 30^\circ$ este unghiul de inclinare a cozii de rîndunică ;

P_R — forța radială totală (rel. 21.55).

2) Forța suplimentară P_0 , care soliciță colectorul, datorită creșterii
 temperaturii :

$$P_0 = \frac{\alpha_{Cu} l_{Cu} \theta_{Cu} - \alpha_{Fe} l_{Fe} \theta_{Fe}}{\frac{l_{Cu}}{S_{Cu} E_{Cu}} + \frac{l_{Fe}}{S_{Fe} E_{Fe}}} \quad [\text{N}], \quad (21.57)$$

în care :

θ_{Cu} și θ_{Fe} sînt încălzirile (supratemperaturile) lamelelor de cupru,
 respectiv ale elementelor de strângere din oțel, care au valorile :

a) în cazul colectoarelor strinse cu buloane lungi (fig. 21.7, a) :

— pentru înfășurările izolate în clasa B : $\theta_{Cu} = 80^\circ\text{C}$; $\theta_{Fe} = 50^\circ\text{C}$;

— pentru înfășurările izolate în clasa F : $\theta_{Cu} = 90^\circ\text{C}$; $\theta_{Fe} = 60^\circ\text{C}$;

b) în cazul colectoarelor strinse cu piuliță, diferența între încălzirea cu-
 prului și a fierului (bucșa colector) este de numai $15 \div 20^\circ\text{C}$, adică $\theta_{Fe} =$
 $= \theta_{Cu} - (15 \div 20)^\circ\text{C}$, cu θ_{Cu} ca în cazul a) ;

S_{Cu} — secțiunea transversală a cuprului lamelelor (v. fig. 21.7, b),
 dată de relația :

$$S_{Cu} = \beta_0 h K \quad [\text{mm}^2] ; \quad (21.57, a)$$

S_{Fe} — secțiunea transversală a fierului elementelor de strângere, care se
 determină astfel :

a) pentru colectoare strinse cu buloane (fig. 21.7, a) :

$$S_{Fe} = m \frac{\pi d^2}{4} \quad [\text{mm}^2], \quad (21.57, b)$$

unde :

m este numărul buloanelor de stringere;
 d — diametrul de calcul al bulonului de stringere (la baza filetului),
 în mm;

b) pentru colectoare strinse cu piulița pe bușă (fig. 21.7, c) :

$$S_{Fr} = \frac{\pi}{4} (D_{eo}^2 - D_b^2) \quad [\text{mm}^2], \quad (21.57, c)$$

unde (fig. 21.7, c) :

D_{eo} este diametrul exterior cel mai mic al bușei (de sub colector),
 în mm;

D_{ib} — diametrul interior cel mai mare al bușei (spre arbore),
 în mm;

α și E — coeficientul termic de dilatare liniară, respectiv modulul
 de elasticitate, care pentru cupru și oțel au valorile :

$$\alpha_{Cu} = 1,65 \cdot 10^{-5} \text{ } 1/^{\circ}\text{C}; \quad E_{Cu} = 1,15 \cdot 10^5 \text{ MPa};$$

$$\alpha_{Fe} = 1,3 \cdot 10^{-5} \text{ } 1/^{\circ}\text{C}; \quad E_{Fe} = 2,1 \cdot 10^5 \text{ MPa};$$

l_{Fr} — lungimea bulonului sau lungimea bușei, în cm;

l_{Cu} — lungimea de calcul a lamei de colector, în cm, dată de
 relația (v. fig. 21.7, a) :

$$l_{Cu} = l_{sk} - l_t \quad [\text{cm}]. \quad (21.58)$$

3) Forța de stringere laterală, suplimentară a lamei :

$$\Delta P_{pt} = P_0 \frac{2}{\text{tg } \alpha_1} \quad [\text{N}]. \quad (21.59)$$

4) Forța totală radială, la cald :

$$P'_R = P_R + \Delta P_{pt} \quad [\text{N}]. \quad (21.60)$$

5) Forța axială care soliciță buloanele sau bușă de stringere, la cald :

$$P'_s = \frac{P'_R}{2} \text{tg } \alpha_1 \quad [\text{N}], \quad (21.61)$$

iar forța axială asupra unui bulon :

$$P'_b = \frac{P'_s}{m} \quad [\text{N}]. \quad (21.61, a)$$

Efortul unitar la întindere în bulonul de stringere, la cald (fig. 21.7, a) :

$$\sigma'_r = \frac{4P'_b}{\pi d^2} \text{ [MPa]} < \sigma_a, \quad (21.62)$$

unde d , în mm, are semnificația menționată mai sus.

În cazul stringerii colectorului cu piulița pe bușă (fig. 21.7, c), efortul
 unitar la întindere în bușă, la cald este :

$$\sigma'_r = \frac{P'_s}{S_{Fr}} \text{ [MPa]} < \sigma_a, \quad (21.62, a)$$

cu S_{Fr} dat de relația (21.57, c), în mm^2 .

Pentru materialele obișnuite, valorile efortului unitar admisibil σ_a
 sînt date în anexa 14.

Pentru oțeluri speciale :

$$\sigma_a = 240 \div 300 \text{ MPa}.$$

6) Solicitățile în coada de rîndunică (v. fig. 21.7, a) :

a) la încovoiere în secțiunea A-A :

— la rece :

$$\sigma_q = \frac{3P_R c}{K \beta_0^2 h_1^2} \text{ [MPa]}, \quad (21.63)$$

în care :

P_R — din relația (21.55), în N, iar c și h_1 din figura 21.7, a, în mm;

β_0 — grosimea medie a lamei pe înălțimea h_1 , în mm (fig. 21.7, b) ;

— la cald :

$$\sigma_q = \sigma_q \frac{P'_R}{P_R} \text{ [MPa]}; \quad (21.63, a)$$

Valorile lui σ_q și σ'_q nu trebuie să depășească $120 \div 180 \text{ MPa}$;

b) la încovoiere în secțiunea B-B (la mijlocul colectorului) :

$$\sigma_n = \frac{P'_R l_0}{8K} \frac{6}{\beta_0 h^2} \text{ [MPa]}, \quad (21.64)$$

cu P'_R în N, iar l_0 , β_0 și h , în mm.

Această valoare, la colectorul neuzat, nu trebuie să depășească $150 \div$
 $\div 180 \text{ MPa}$.

7) Solicitățile la strivire în conurile de micănită (fig. 21.7, a) :

— la rece :

$$\sigma_m = \frac{P_R}{2Ka\beta_0' \cos \alpha_1} \text{ [MPa]}; \quad (21.65)$$

— la cald :

$$\sigma'_m = \frac{P'_R}{2Ka\beta_0' \cos \alpha_1} \text{ [MPa]}; \quad (21.66)$$

în care :

P'_R în N;

a , β_0' în mm, se iau din figura 21.7, a, respectiv din figura 21.7, b.

Aceste solicitări nu trebuie să depășească $40 \div 50 \text{ MPa}$.

8) Solicitățile în flanșele conice de stringere (vezi fig. 21.8) rezultă
 în funcție de momentul de inerție I_y și coordonatele x_m și y_m ale punctului
 cel mai sollicitat „m”, în raport cu centrul de masă O . De aceea se procedează
 mai întâi la aflarea acestora, astfel :

Fie x — x și y — y axele centrului de masă O , iar R_0 raza centrului de
 masă al flanșei conice.

Se descompune secțiunea flanșei în secțiuni elementare, ca în figura
 21.8, b.

Fie S_i suprafața uneia din acestea, iar y_i distanța centrului ei de masă
 pînă la interiorul flanșei de diametru D .

Raza R_0 este dată de relația :

$$R_0 = \frac{D}{2} + y_n \quad [\text{cm}], \quad (21.67)$$

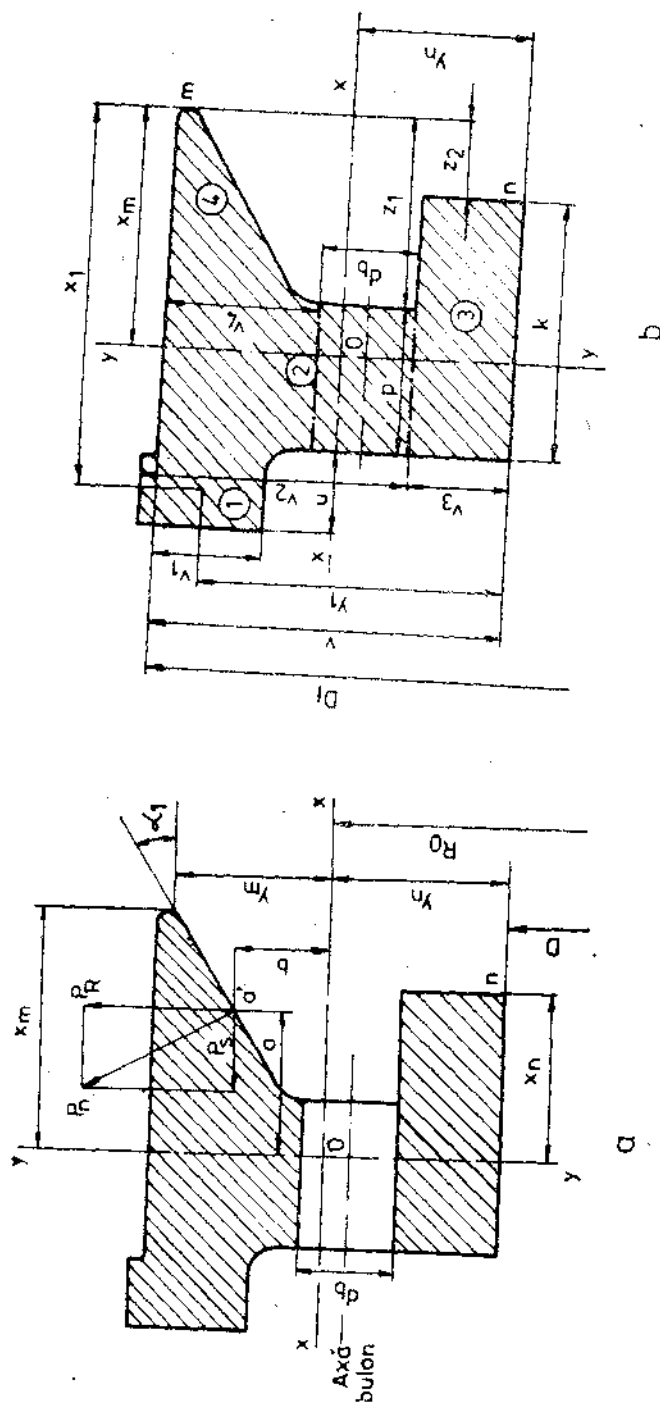


Fig. 21.8. Conurile metalice de presare a colectoarelor:

a — forțele asupra conurilor și axele momentelor de inerție; b — zona secțiunii conului în vederea determinării momentului de inerție.

în care:

y_n este distanța centrului de masă al flanșei conice până la diametrul interior D al ei, dată de relația:

$$y_n = \frac{\sum S_i y_i}{\sum S_i} [\text{cm}], \quad (21.68)$$

cu y_i în cm și S_i în cm^2 .

În mod asemănător se procedează și pentru poziția axei $y-y$ față de un punct „m” cel mai solicitat, rezultând:

$$x_m = \frac{\sum S_i x_i}{\sum S_i} [\text{cm}], \quad (21.69)$$

x_i fiind distanțele centrelor de masă ale secțiunilor S_i la punctul m .

Momentul de inerție al secțiunii flanșei în raport cu axa $y-y$:

$$I_y = \sum (I_{ay_i} + S_i a_i^2) [\text{cm}^4], \quad (21.70)$$

în care:

I_{ay_i} este momentul de inerție al secțiunii elementare respective „i” în raport cu axa care trece prin centrul ei de greutate, paralelă cu axa $y-y$, în cm^4 ;

a_i — distanța de la axa $y-y$ până la centrul de masă al secțiunii respective, în cm.

Exemplu. În figura 21.8, b se pot lua patru secțiuni, separate prin linii subțiri, și notate cu ①, ②, ③ și ④.

Cotele literare, pentru exemplificarea calculului centrului de masă și al momentelor de inerție, sînt date pe figură.

Poziția centrului de masă al secțiunii flanșei este dată de coordonatele:

— față de axa ce trece prin m și care este paralelă cu axa $y-y$, (ținînd cont de toate secțiunile:

$$x_m = \frac{uv_1 x_1 + pv_2 \left(z_1 + \frac{p}{2} \right) + kv_3 \left(z_2 + \frac{k}{2} \right) + \frac{z_1 v_4}{2} \frac{2}{3} z_1}{uv_1 + pv_2 + kv_3 + \frac{z_1 v_4}{2}} [\text{cm}], \quad (21.71)$$

— față de axa ce trece prin n și care este paralelă cu axa $x-x$:

$$y_n = \frac{uv_1 y_1 + pv_2 \left(v_2 + \frac{v_2}{2} \right) + kv_3 \frac{v_3}{2} + \frac{z_1 v_4}{2} \left(v - \frac{2}{3} v_4 \right)}{uv_1 + uv_2 + kv_3 + \frac{z_1 v_4}{2}} [\text{cm}], \quad (21.72)$$

toate dimensiunile fiind în cm.

Momentul de inerție al secțiunilor:

— în raport cu axele proprii (paralele cu $y-y$, însă care trec prin centrul lor de masă):

$$I_{ay_1} = \frac{v_1 u^3}{12}; \quad I_{ay_2} = \frac{v_2 p^3}{12}; \quad I_{ay_3} = \frac{v_3 k^3}{12}; \quad I_{ay_4} = \frac{v_4 z_1^3}{36};$$

în raport cu axa $y-y$ (rel. 21.70):

$$I_y = \frac{v_1 u^2}{12} + v_1 u (x_1 - x_m)^2 + \frac{v_2 p^2}{12} + v_2 p \left(z_1 + \frac{p}{2} - x_m \right)^2 + \frac{v_3 k^2}{12} + v_3 k \left(z_2 + \frac{k}{2} - x_m \right)^2 + \frac{v_4 z_1^2}{36} + \frac{v_4 z_1}{2} \left(\frac{2}{3} z_1 - x_m \right)^2 \quad [\text{cm}^4] \quad (21.73)$$

Solicitarea maximă la întindere a conurilor de presare.

Fibra cea mai tensionată va fi cea care trece prin punctul m de coordonate x_m și y_m (față de axele x și y), care au valorile:
 x_m dat de relația (21.71):

$$y_m = \frac{D_f}{2} - R_0 \quad [\text{cm}] \quad (21.74)$$

cu R_0 dat de relația (21.67) și D_f (fig. 21.8), în cm.

Rezultă astfel:

$$\sigma_m = \frac{P'_R R_0 10^{-2}}{4 \pi (R_0 + y_m)} \left[(a + b \operatorname{tg} \alpha) \frac{x_m}{I_y} + \frac{1}{S} + \frac{2P_{\omega f}}{SP'_R} \right] \quad [\text{MPa}] \quad (21.75)$$

în care:

P'_R — conform relației (21.60), în N;

S — secțiunea unilaterală a flanșei conice, în cm^2 (suma celor 4 secțiuni elementare din exemplul precedent);

$P_{\omega f}$ — forța centrifugă asupra flanșei conice, în N, dată de relația:

$$P_{\omega f} = m_f \omega^2 R_0 \quad [\text{N}], \quad (21.76)$$

unde:

R_0 — se introduce în m;

m_f — masa flanșei conice, în kg;

ω — viteza unghiulară, conform relației (21.46).

Valoarea lui σ_m , obținută cu relația (21.75), nu trebuie să depășească valorile:

— $0,5 \sigma_{\sigma}$, pentru flanșe conice din oțel laminat și turnat;

— $0,8 \sigma_{\sigma}$, pentru flanșe conice din oțel forjat;

— $0,25 \sigma_{\sigma}$, pentru flanșe conice din fontă,

în care, limita de curgere pentru oțel σ_{σ} și efortul de rupere pentru fontă σ_{σ} , în MPa, se iau din anexa 14.

21.3. CALCULUL MECANIC AL ROTORULUI

21.3.1. CALCULUL ELEMENTELOR MIEZULUI POLAR AL MAȘINII SINCRONE

1) *Prinderea polului prin coadă în T sau coadă de rîndunică de butuc sau de arbore* (fig. 21.9).

Forța centrifugă totală asupra polului:

$$F_{cp} = m_l \omega^2 R \quad [\text{N}], \quad (21.77)$$

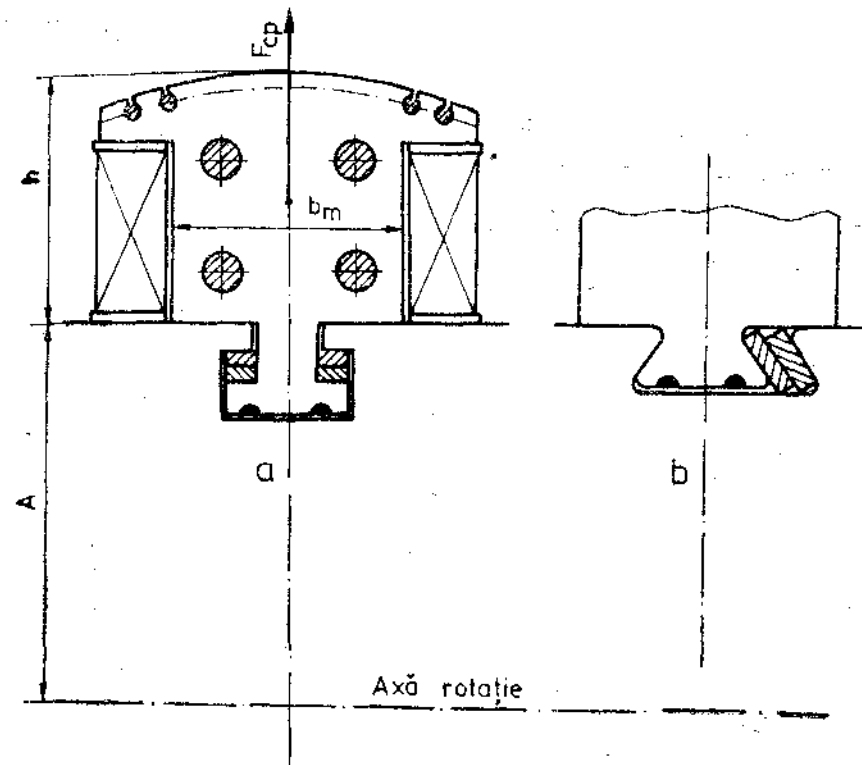


Fig. 21.9. Sisteme de fixare a polilor mașinilor sincrone:
a — cu coadă în T, b — cu coadă de rîndunică.

în care:

ω este viteza unghiulară, conform relației (21.46);

$m_l = m_{cu} + m_{Fe} + m_a$ — masa totală a polului, în kg,

unde:

m_{cu} — masa cuprului bobinei de pe un pol, în kg;

m_{Fe} — masa fierului unui pol, în kg;

m_a — masa elementelor coliviei de amortizare de pe un pol, în kg;

R — raza centrului de masă al polului, în m, dată de relația:

$$R = A + \frac{h}{2} \quad [\text{m}], \quad (21.77, a)$$

unde (v. fig. 21.9):

A este apotema poligonului secțiunii butucului sau distanța dintre axa de rotație și baza polului, în m;

h — înălțimea polului (fără coada în T sau de rîndunică), în m.

Forța centrifugă pe unitatea de lungime a polului:

$$f_{cp} = \frac{F_{cp}}{l_m} \quad [\text{N/cm}], \quad (21.78)$$

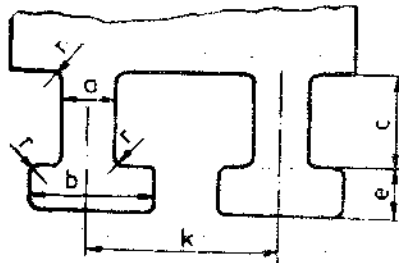
cu l_m — lungimea corpului polului, în cm.

În funcție de această solicitare, din tabelul 21.6 se alege numărul de T-uri, forma constructivă și dimensiunile respective.

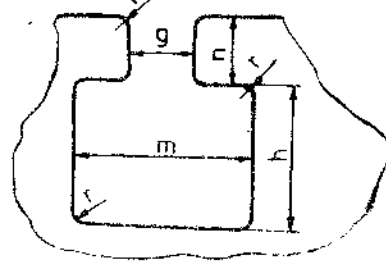
Tabelul 21.6

Principalele dimensiuni ale cozilor de pol „în T”, respectiv ale butucilor și solicitările admise pe o coadă în T la viteza de ambalare

a. Pol



b. Butuc



Nr. de T	Tipul de cozi	Dimensiuni coadă pol [mm]						Dimensiuni canal butuc [mm]				Grosimea tablei [mm]	Sarcina f_{ca} admisă pe un T [N/cm]	
		a	b	c	e	k	r	g	m	h	n		nesudat	sudat
1	1	12	24	24	12	—	1	14	26	25	12	0,5	4 500	6 000
												1	6 000	11 000
	2	20	40	38	20	—	1,5	22	42	40	20	1,5	8 000	11 000
2												1,5	15 000	20 000
	3	26	52	50	25	80	1,5	55	29	52	25	1	7 000	11 000
												1,5	21 000	28 000
	4	32	65	58	32	98	1,5	35	69	60	32	1	6 200	13 000
												1,5	22 000	29 000
	5	38	76	58	32	110	1,5	42	74	60	32	1	5 300	18 000
												1,5	25 000	34 000

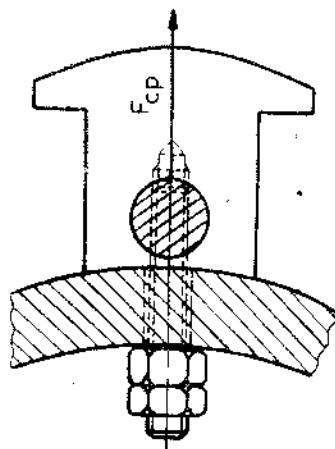


Fig. 21.10. Prinderea polilor de butuc prin prezoane și piulițe.

2) Prinderea polului prin șuruburi sau prezoane de butuc (fig. 21.10).

Forța centrifugă F_{cp} se determină conform relației (21.77).

Forța exercitată asupra unui șurub sau prezon:

$$F_s = \frac{F_{cp}}{m} \text{ [N]}, \quad (21.79)$$

în care:

m este numărul de șuruburi sau prezoane cu care se prinde un pol.

Efortul unitar la întindere asupra șurubului:

$$\sigma_s = \frac{4F_s}{\pi d^2} \text{ [MPa]} < \sigma_a = 100 \text{ MPa}, \quad (21.80)$$

în care:

d este diametrul de calcul al șurubului (la baza filetelui), în mm.

3) Calculul solicitării cornului piesei polare (fig. 21.11).

Asupra cornului piesei polare acționează forțele radiale:

— forța centrifugă a masei proprii a cornului piesei polare

$$F_c = m_c \omega^2 R_{Gc} \text{ [N]}, \quad (21.81)$$

— forța centrifugă a masei unei jumătăți de bobină polară (care se sprijină pe cornul polar respectiv)

$$F_b = \frac{m_{cu}}{2} \omega^2 R_{Gb} \text{ [N]}, \quad (21.81, a)$$

— forța centrifugă a masei pieselor distanțoare dintre doi poli vecini (pentru consolidarea bobinelor)

$$F_d = \frac{n_d}{2} m_d \omega^2 R_{Gd} \text{ [N]}, \quad (21.81, b)$$

— forța determinată de umflarea bobinei (care acționează prin intermediul pieselor distanțoare):

$$F_p = F_b \frac{\sin \alpha_b}{\cos \alpha_p} \text{ [N]}, \quad (21.81, c)$$

În relațiile de mai sus s-au folosit notațiile (v. și figura 21.11):

m_c este masa cornului piesei polare, în kg;

m_{cu} — masa unei bobine polare, în kg (ca în rel. (21.77));

m_d — masa unei piese distanțoare, în kg;

n_d — numărul pieselor distanțoare dintre poli (v. rel. 21.83);

ω — viteza unghiulară, conform relației (21.46);

R_{Gc} , R_{Gb} , R_{Gd} și R_{Gp} — razele centrelor de masă G_c al secțiunii cornului polar, G_b al laturii de bobină de sub cornul polar respectiv, G_d al distanțorilor și G_p al piesei de presare pe suprafața laterală a bobinei polului, în m.

Pozițiile centrelor de masă G_c și G_b se determină cu ajutorul următoarelor distanțe (fig. 21.11, a):

$$h_{Gc} = \frac{1}{3} \frac{h_p'^2 + h_p' h_p'' + h_p''^2}{h_p' + h_p''} \approx \frac{h_p' + h_p''}{2} \text{ [m]}, \quad (21.82)$$

$$b_{Gc} = b_c \left[1 - \frac{2h_p' + h_p''}{3(h_p' + h_p'')} \right] \approx \frac{b_c}{3} \text{ [m]}, \quad (21.82, a)$$

$$h_{Gb} = \frac{h_m}{2} \text{ [m]}, \quad (21.82, b)$$

$$b_{Gb} = \frac{b_b}{2} \text{ [m]}, \quad (21.82, c)$$

iar razele R_{Gd} , R_{Gp} , unghiurile α_c , α_b , α_p și dimensiunile h_p' , h_p'' , h_m , b_b , b_p și b_c , în m, rezultă din construcția grafică la scară a polului bobinat, ținând cont că punctele G_p și G_b se află pe aceeași dreaptă perpendiculară pe axa polului.

Unghiul α_d este dat de relația:

$$\alpha_d = \frac{360^\circ}{4p} = \frac{90^\circ}{p} \text{ [}^\circ\text{]}. \quad (21.82, d)$$

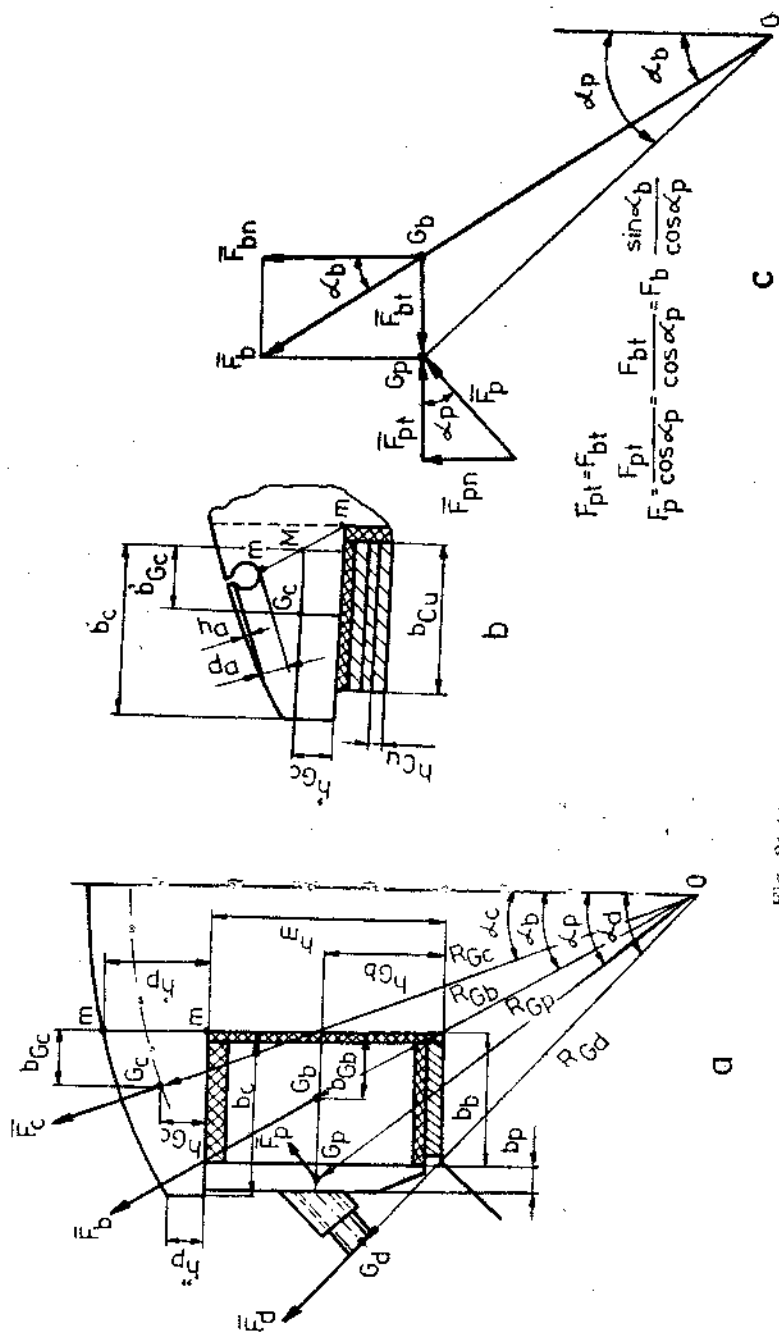


Fig. 21.11. Solicitări polilor rotorice:

a — forțele asupra elementelor polilor; b — considerarea influenței creșterii din pi-sa polară; c — explicația la determinarea forței F_p .

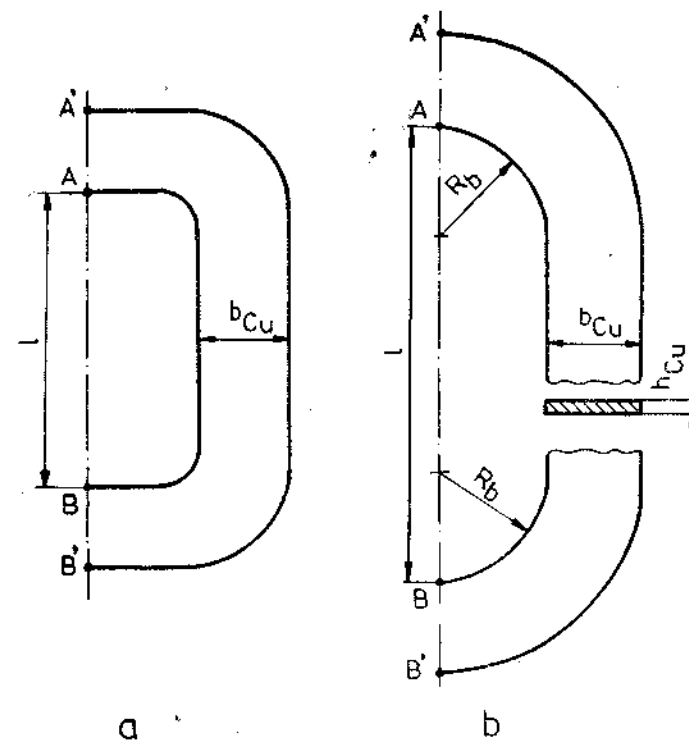


Fig. 21.12. Forme ale spirelor bobinelor polare, rotorice.

Numărul distanțoarelor dintre doi poli vecini n_d se determină din condiția ca efortul unitar la întindere σ_{cu} în conductoarele bobinei polului, datorită componentei tangențiale a forței centrifuge F_{bt} (fig. 21.11, c), să nu depășească limita admisibilă (v. paragraful 21.3.2, punctul 3). Astfel:

$$n_d = \sqrt{\frac{\sigma_{cu}}{50}} - 1, \quad (21.83)$$

în care efortul unitar la întindere a conductoarelor bobinei polului este:

$$\sigma_{cu} = \frac{M_{cu}}{W_{cu}} + \frac{F_b \sin \alpha_b}{b_{cu} b_{cu}} [\text{MPa}], \quad (21.83, a)$$

unde M_{cu} se introduce în Nm, W_{cu} în cm^3 , iar b_{cu} și h_{cu} în mm.

Mărimile folosite în relația (21.83, a) au următoarele semnificații:

— momentul încovoierii în secțiunile A—A' și B—B' ale conductoarelor bobinei (fig. 21.12):

$$M_{cu} = \frac{(l + b_{cu}) F_b \sin \alpha_b}{12} [\text{Nm}], \quad (21.84)$$

în care l și b_{cu} (fig. 21.12) se introduc în m, iar F_b în N;

— modulul de rezistență al secțiunii transversale a conductoarelor:

$$W_{cu} = \frac{h_{cu} b_{cu}^2}{6} [\text{cm}^3], \quad (21.84, a)$$

în care lățimea conductorului b_{cu} și înălțimea h_{cu} se introduc în cm.

După cum se observă din relația (21.83), dacă σ_{cu} , determinat cu relația (21.83, a), nu depășește 50 MPa, nu sînt necesari distanțori interpolari, caz în care, în relația (21.84, b) $n_d = 0$ și deci $F_d = 0$; folosirea pieselor de distanță pentru consolidarea bobinelor polare (pe lungimea acestora) la acțiunea componentei tangențiale $F_{bt} = F_b \sin \alpha_b$ a forței centrifuge asupra bobinei F_b , se impune deci, numai în cazurile în care σ_{cu} , determinat cu relația (21.83, a), depășește valoarea 50-60 MPa.

Componentele normale ale forțelor F_c , F_b , F_d și F_p (paralele cu secțiunea $m-m$, din figura 21.11, a) determină, în secțiunea $m-m$, momentul încovoietor:

$$M = b_{gc} F_c \cos \alpha_c + b_{gb} F_b \cos \alpha_b + (F_d \cos \alpha_d + F_b \sin \alpha_b \operatorname{tg} \alpha_p) \cdot \left(b_b + \frac{b_p}{2} \right) [\text{Nm}], \quad (21.85)$$

unde, atît grosimea plăcii de presare a distanțorului b_p , cît și celelalte dimensiuni se introduc în m , iar forțele în N .

Dacă distanțorul are prindere direct în butucul rotorului, ca în figura 21.15, atunci în relația (21.85) se ia $F_d = 0$.

Solicitarea la încovoiere se determină cu relația:

$$\sigma_i = \frac{M}{W_{m-m}} [\text{MPa}] < \sigma_{ai}, \quad (21.86)$$

în care modulul de rezistență la încovoiere, în cm^3 , este:

$$W_{m-m} = \frac{l_m h_p^2}{12} [\text{cm}^3], \quad (21.86, a)$$

cu lungimea polului l_m și înălțimea h_p (fig. 21.11, a), în cm .

Solicitarea maximă admisă este:

$\sigma_{ai} = 70$ MPa, pentru poli executați din tablă cu grosimea de 1 mm;

$\sigma_{ai} = 100$ MPa, pentru poli executați din tablă cu grosimea de 1,5 mm;

$\sigma_{ai} = 120$ MPa, pentru poli din oțel turnat.

OBSERVAȚIE. Dacă în secțiunea $m-m$ este o creștătură a înfășurării de amortizare, atunci în relația (21.86, a) se înlocuiește h_p cu $h_p' - h_a - \frac{d_a}{2}$ (v. fig. 21.11, b), iar b_{gc} și h_{gc} se determină grafic.

21.3.2. CALCULUL CONSOLIDĂRII ÎNFĂȘURĂRILOR

1) Consolidarea cu pene a înfășurărilor rotorice dispuse în creștături.

Forța centrifugă asupra porțiunii laturilor de bobină dispuse într-o creștătură (cupru, izolație și pană) este:

$$F_{cc} = (m_{cu} + m_{ize}) \omega^2 \frac{D - h_c}{2} [\text{N}], \quad (21.87)$$

în care:

D și h_c sînt diametrul rotorului, respectiv înălțimea creștăturii (fig. 21.13), în m ;

m_{cu} , m_{ize} — masa cuprului și izolației dintr-o creștătură, în kg ;

ω — viteza unghiulară, conform relației (21.46).

Solicitarea penei la încovoiere, considerînd-o ca o grindă simplu rezemată și cu sarcina F_{cc} concentrată la mijloc (se lucrează acoperitor, deoarece F_{cc} este repartizată pe lățimea penei):

$$\sigma_i = \frac{M_i}{W_i} = \frac{F_{cc} b_0 / 4}{\frac{l_{pc} h_k^2}{6}} = \frac{3}{2} \frac{F_{cc} b_0}{l_{pc} h_k^2} [\text{MPa}], \quad (21.88)$$

în care:

h_k și b_0 sînt înălțimea penei, respectiv lățimea deschiderii creștăturii (fig. 21.13), în mm ;

l_{pc} — lungimea penei creștăturii, în mm . De obicei:

$$l_{pc} = l_{fe} [\text{mm}].$$

Solicitarea penei la forfecare, pe înălțime:

$$\tau_f = \frac{F_{cc}}{2 l_{pc} h_0} [\text{MPa}], \quad (21.88, a)$$

în care h_0 este înălțimea de forfecare a penei (fig. 21.13), în mm (l_{pc} — tot în mm).

Se impun condițiile $\sigma_i \leq \sigma_{ai}$ și $\tau_f \leq \tau_{af}$, valorile maxime admisibile ale solicitărilor penei σ_{ai} și τ_{af} fiind date în tabelul 21.7.

2) Consolidarea capetelor frontale ale înfășurărilor rotorice cu bandaje (fig. 21.14).

Forța centrifugă care acționează asupra capetelor frontale dintr-o parte a rotorului:

$$F_{cf} = m_{fb} \omega^2 \left(\frac{D - h_c}{2} \right) [\text{N}], \quad (21.89)$$

Tabelul 21.7

Valorile admisibile pentru solicitările penelor la încovoiere și forfecare

Solicitările	Materialul penei			
	Lemn de fag impregnat	Lemn de fag impregnat și presat	Pertinax	Sticlotextolit
σ_{ai} [MPa]	6-8	40	25	45
τ_{af} [MPa]	2	20	15	25

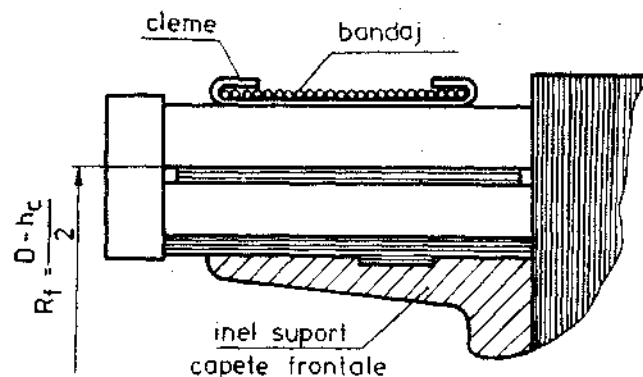


Fig. 21.14. Consolidarea capetelor frontale ale bobinelor rotorice cu ajutorul bandajului.

în care :

m_{fb} este masa capetelor frontale ale bobinelor (cupru și izolație), corespunzătoare unei părți frontale a rotorului, în kg;
 ω — conform relației (21.46);
 D și h_c — ca în relația (21.87), în m.
 Forța care revine pe o secțiune transversală unilaterală a bandajului de consolidare a capetelor frontale:

$$C = \frac{1}{2\pi} F_{cf} \text{ [N]}. \quad (21.90)$$

Numărul de spire ale sîrmei de bandaj din oțel arc, pentru o parte frontală a înfășurării :

$$n_s = \frac{4C}{\pi d^2 (\sigma'_a - \sigma_0)}, \quad (21.91)$$

în care :

d este diametrul sîrmei de bandaj, în mm. În mod obișnuit $d = 1 \div 3$ mm;
 σ'_a — jumătate din solicitarea admisă la întindere a materialului bandajului. Pentru sîrmă din oțel arc se va lua $\sigma'_a \approx 280$ MPa;
 σ_0 — solicitarea datorită greutății proprii a bandajului, dată de relația :

$$\sigma_0 = \gamma v_{amb}^2 \text{ [MPa]}, \quad (21.91, a)$$

unde :

γ este masa specifică a materialului bandajului, în kg/cm³;

$v_{amb} = \frac{\pi D n_{amb}}{60}$ [m/s] — viteza periferică a bandajului la turația de ambalare;

D — diametrul bandajului, în m;

n_{amb} — turația de ambalare, în rot/min., dată de relația (21.20)

În prezent bandajarea capetelor frontale ale înfășurărilor rotorice se execută cu bandă de fretare din fire de sticlă numită și *bandă polyglas*. Această bandajare înlocuiește cu mult succes bandajul din sîrmă de oțel arc și arc avantajul că este nemagnetic și electroizolant.

Numărul spirelor din bandă de fretare n_b , necesar pentru consolidarea unui capăt frontal al înfășurării rotorice, se ia în comparație cu numărul de spire din sîrmă de oțel arc n_s (v. rel. (21.91)) și anume :

$$n_b = k n_s, \quad (21.92)$$

în care

k este un coeficient care se ia în funcție de diametrul sîrmei din oțel arc și de dimensiunile benzii de fretare.

Pentru bandă polyglas, coeficientul k se dă în tabelul 21.8.

Tabelul 21.8

Valorile coeficientului k din relația (21.92) pentru bandă polyglas

	Dimensiunile benzii [mm]	Diametrul sîrmei din oțel arc [mm]							
		0,8	1,0	1,2	1,5	2,0	2,2	2,5	3,0
k	Bandă 0,3 × 20	0,18	0,28	0,40	0,60	1,10	1,30	1,70	2,20
	Bandă 0,3 × 25	0,14	0,23	0,32	0,48	0,85	1,00	1,30	1,80
	Bandă 0,3 × 30	0,12	0,19	0,27	0,40	0,70	0,85	1,10	1,50

3) Consolidarea bobinelor de pe polii aparenti ai rotoarelor mașinilor sincronice în construcție normală.

Componenta tangențială F_{bt} (fig. 21.15) a forței centrifuge F_b a bobinei, dată de relația (21.81, a), constituie forța unilaterală de întindere a conduc-

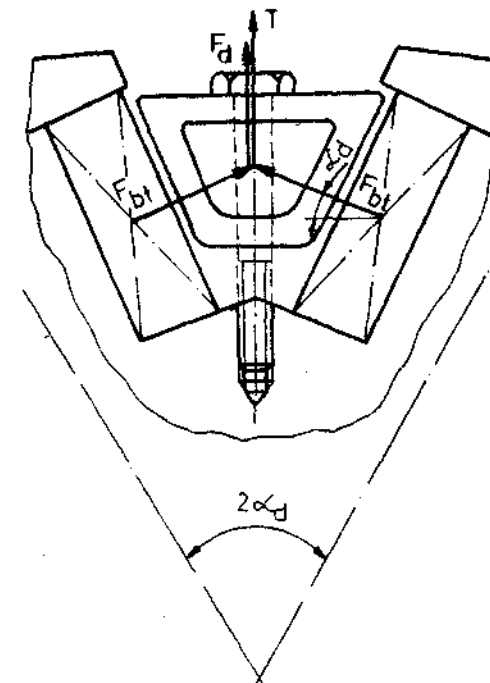


Fig. 21.15. Solicitarea pieselor de consolidare (de distanță) dintre polii rotorului mașinii sincronice.

toarelor bobinelor, determinând creșterea efortului unitar σ_{cu} (termenul al doilea din relația (21.83, a)). Cum s-a menționat, dacă valoarea lui σ_{cu} depășește valoarea admisibilă $\sigma_{cuad} = (50 \div 60)$ MPa, atunci se impune folosirea distanțoarelor de consolidare a bobinelor (fig. 21.11 și 21.15), al căror număr n_d se determină cu relația (21.83).

Forța radială pe care o preia un distanțor (fig. 21.15) este:

$$T = \frac{1}{n_d} (2F_b \sin \alpha_b \sin \alpha_a + 2F_a) \text{ [N]}, \quad (21.93)$$

în care F_b și F_a , în N, se calculează cu relațiile (21.81, a), respectiv (21.81, b), iar unghiurile α_b și α_a rezultă din figura 21.11, a.

Diametrul de calcul (la baza filetului) al șurubului de prindere a distanțorului (fig. 21.15) rezultă:

$$d > \sqrt{\frac{4T}{\pi \sigma_a}} \text{ [mm]}, \quad (21.94)$$

unde efortul unitar admisibil la întindere σ_a , în MPa, se ia din anexa 14.

Pentru astfel de distanțori, cu prindere direct în butucul rotorului, ca în figura 21.15, în relația (21.85) se ia $F_d = 0$.

Dacă distanțorul este de tip pană, ca în figura 21.11, a, atunci diametrul de calcul (la baza filetului) al șurubului de presare a distanțorului se determină cu relația:

$$d > \sqrt{\frac{4F_p}{\pi \sigma_{ac}}} \text{ [mm]}, \quad (21.94, a)$$

în care:

F_p este dat de relația (21.81, c) și figura 21.11, c;

σ_{ac} , în MPa, este efortul unitar admisibil la compresie, care se ia din anexa 14.

În acest caz, forța F_a (v. rel. 21.81, d) solicită la încovoiere șurubul de presare a distanțorului pe fețele laterale ale bobinelor polare; pentru turații mari trebuie calculată și această solicitare.

21.4. CALCULUL MECANIC AL STATOARELOR

21.4.1. CALCULUL FIXĂRII POLILOR PRINCIPALI LA MAȘINILE DE CURENT CONTINUU

Forțele ce acționează asupra șuruburilor care strâng polul de carcasa mașinii sînt:

- efortul tangențial P_T , produs de acțiunea cuplului motor (fig. 21.16);
- atracția magnetică;
- greutatea polului cu înfășurarea respectivă (pentru polii așezați deasupra indusului).

În comparație cu forțele produse de cuplul motor, se pot neglija atât forțele de atracție magnetică cît și datorită greutății. De remarcat că polul este atras atât spre indus, solicitînd la întindere șuruburile, cît și spre carcasă, descărcînd șuruburile, forța de atracție spre carcasă fiind mai mare decît forța de atracție spre indus.

Forța care acționează asupra șuruburilor, datorită cuplului motor, se determină astfel:

— forța tangențială produsă de cuplul motor (fig. 21.16):

$$P_T = m \frac{M_N/R}{2p} = \frac{2M_N m}{2p D_a} = \frac{m M_N}{p D_a} \text{ [N]}, \quad (21.95)$$

în care:

M_N este cuplul nominal, în Nm, dat de relația (21.1);

m — ordinul de supraîncărcare M_{max}/M_N a mașinii;

p — numărul perechilor de poli;

D_a — diametrul interior (fig. 21.16),

în m.

Pentru a se opune cuplului dat de forța P_T , șuruburile trebuie să dea un moment de stringere egal și de sens contrar, în raport cu punctul A.

Rezultă astfel forța de stringere a șuruburilor, datorită forței tangențiale:

$$P'_8 = \frac{P_T(h_m + h_p)}{b_m/2} = \frac{2P_T(h_m + h_p)}{b_m} \text{ [N]}. \quad (21.96)$$

Pe lângă aceasta trebuie să existe și un surplus de forță de stringere P''_8 , care să creeze o forță de frecare între pol și carcasă, mai mare decît forța P_T . Admițînd un coeficient de frecare $\mu = 0,2$, se poate scrie:

$$\mu P''_8 = m P_T,$$

de unde:

$$P''_8 = \frac{m P_T}{\mu} = \frac{m P_T}{0,2} \text{ [N]}. \quad (21.97)$$

Forța totală de stringere a șuruburilor pe un pol (fig. 21.16) rezultă:

$$P_8 = P'_8 + P''_8 = 2 \left[\frac{2(h_m + h_p)}{b_m} + \frac{1}{0,2} \right] \frac{m M_N}{p D_a} \text{ [N]}, \quad (21.98)$$

în care:

h_m și b_m sînt înălțimea și lățimea polului, în cm (D_a în m);

2 — coeficient ce ține cont de faptul că suprasarcinile se pot aplica brusc (instantaneu);

Forța care acționează asupra unui șurub:

$$P_{81} = \frac{P_8}{n_s} \text{ [N]}, \quad (21.99)$$

în care:

n_s — numărul de șuruburi pe pol.

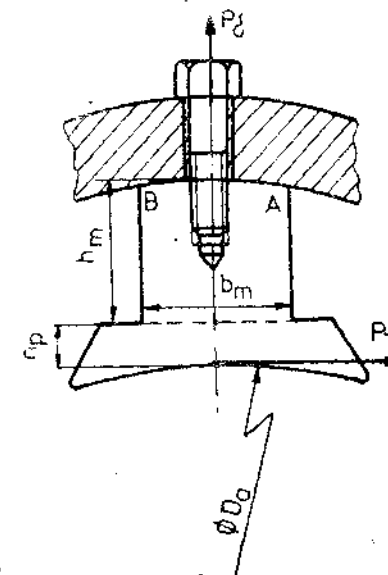


Fig. 21.16. Fixarea polilor statorici.

Diametrul șurubului la baza filetului se calculează cu relația :

$$d \geq \sqrt{\frac{4P_{\delta 1}}{\pi \sigma_a}} \text{ [mm]}, \quad (21.100)$$

În care, efortul unitar la întindere, admisibil :

$$\sigma_a \leq 100 \text{ MPa.}$$

21.4.2. CALCULUL DEGETELOR DE PRESARE

Degetele de presare sînt fixate pe tolele marginale (fig. 5.4) și asigură presiunea necesară a miezului din tole, în zona dinților.

Forța totală uniform distribuită pe înălțimea dintelui, care tinde să înconvoaie degetul de presare, este :

$$F_d = h_c b_{am} p \text{ [N]}, \quad (21.101)$$

în care :

h_c este înălțimea creștăturii, respectiv a dintelui, în mm ;

b_{am} — lățimea medie a dintelui, în mm ;

p — presiunea finală de presare a tolelor : $p \approx 1,5 \div 1,8 \text{ MPa}$.

Sarcina fiind uniform distribuită, se obține forța pe unitatea de lungime a dintelui :

$$q = b_{am} p \text{ [N/mm]}.$$

În secțiunea $m-m$ a degetului (fig. 5.4) rezultă momentul încovoietor :

$$M_R = \frac{qh_c^2}{2} \text{ [N mm]}, \quad (21.102)$$

cu h_c în mm.

Efortul unitar la încovoiere este :

$$\sigma_i = \frac{M_R}{W_i} = \frac{6M_R}{bh_c^2} \text{ [MPa]} < \sigma_{ai} \quad (21.103)$$

în care (fig. 5.4) :

b este grosimea degetului de presare, în mm ;

h_c — lățimea degetului de presare, în mm.

Valorile admise pentru σ_{ai} :

$\sigma_{ai} \leq 100 \text{ MPa}$, pentru OL 37 ;

$\sigma_{ai} \leq 200 \text{ MPa}$, pentru OL 50.

21.4.3. CALCULUL SEGMENTULUI DE PRESARE

Verificarea la forfecare în secțiunea $a-a$ a segmentului (fig. 5.4) necesită următoarele etape :

Forța care solicită segmentele :

$$F_s = ZF_d + \frac{\pi}{4} (D_s^2 - (D + 2h_c)^2) p \text{ [N]}, \quad (21.104)$$

în care :

Z este numărul de creștături ale miezului ;

F_d — forța calculată cu relația (21.101).

Toate dimensiunile se introduc în mm, iar p în MPa.

Forța care acționează asupra unui segment, dacă pe circumferință există m_s segmente :

$$f_s = \frac{F_s}{m_s} \text{ [N]}. \quad (21.105)$$

Efortul unitar la forfecare :

$$\tau = \frac{f_s}{b_s l_s} \text{ [MPa]} < \tau_a \quad (21.106)$$

în care :

b_s și l_s sînt lățimea și lungimea unui segment, în mm.

Valorile admise pentru τ_a :

$\tau_a \leq (72 \div 120) \text{ MPa}$, pentru OL 37 ;

$\tau_a \leq (96 \div 144) \text{ MPa}$, pentru OL 50.

21.5. CALCULUL DE ALEGERE A RULMENȚILOR

Se va avea în vedere cazul general al utilizării unui rulment cu role de partea acționării și unul cu bile de partea opusă, iar transmisia cuplului se face prin curele.

Reacțiunile în lagăre rezultă (v. fig. 21.17) :

$$P_A = \pm P_c \frac{l+c}{l} + (G + P_\delta) \frac{b}{l} \text{ [N]}; \quad (21.107)$$

$$P_B = (G + P_\delta) \frac{a}{l} \pm P_c \frac{c}{l} \text{ [N]}.$$

Semnele $\pm$ se referă la sensul forței P_c , care poate să fie în același sens cu greutatea G sau opus. Acoperitor, se ia pentru ambii rulmenți semnul $+$.

În relațiile (21.107), se înțelege prin :

$$P_\delta = P_0 \frac{f_\delta}{f_0} \text{ [N]}$$

forța de atracție magnetică unilaterală finală.

Pentru P_0 , f_0 și f_δ , vezi relațiile (21.14), (21.15) și (21.16).

Alegerea rulmenților se face din STAS 3041-87, pentru rulmenții cu bile și STAS 3043-86 pentru rulmenții cu role, în funcție de reacțiunile în reazime P_A și P_B și de turația de lucru a mașinii, astfel încît sarcina și turația maximă admise să fie superioare valorilor reacțiunilor și turației de lucru.

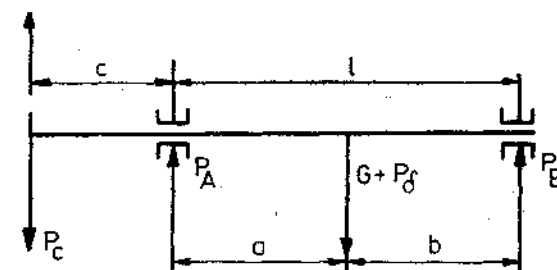


Fig. 21.17. Schema principală de solicitare a lagărelor.

Durabilitatea L_h , în ore de funcționare, se determină cu relația :

$$L_h = \frac{L \cdot 10^6}{n \cdot 60} [\text{ore}], \quad (21.108)$$

în care :

n — este turația de lucru (nominală), în rot/min. ;
 L — durabilitatea, în milioane rotații ale inelului interior al rulmentului (sarcina periferică pe inelul interior), dată de relația :

$$L = \left(\frac{C}{P} \right)^p \quad (21.109)$$

unde :

C este capacitatea de încărcare dinamică în N, care se ia din cataloagele sau STAS-urile respective pentru rulmenți ;
 P — sarcina dinamică echivalentă. Pentru sarcini radiale $P = P_A$ sau P_B , în N ;
 p — exponent care depinde de felul contactului între corpul de rostogolire și calea de rulare, care are valorile :

$p = 3$, pentru rulmenții cu bile (contact punctiform) ;

$p = 10/3$, pentru rulmenții cu role (contact liniar).

L_h de obicei trebuie să fie de circa 2 ani funcționare, adică $L_h \approx 15\,000$ ore

21.6. CALCULUL MECANIC AL CARCASELOR

21.6.1. SOLICITĂRILE ȘI DEFORMĂRILE CARCASEI

Carcasa (corpul statorului la mașinile de curent alternativ) trebuie să aibă rezistență și rigiditate suficient de mari, pentru a suporta acțiunile la care este supusă în timpul prelucrării, transportului și al funcționării. În cazul unei rigidități insuficiente poate apare neuniformitatea întrefierului.

Carcasele care satisfac condițiile de rigiditate au un coeficient de siguranță corespunzător din punct de vedere al rezistenței mecanice și de aceea este suficient să se determine numai deformația maximă a acestora.

Forțele care acționează asupra carcasei unei mașini electrice, orizontale, sînt :

— greutatea totală a statorului :

$$G_s = (m_c + m_t + m_{Fe})g \text{ [N]}, \quad (21.110)$$

în care, m_c , m_t și m_{Fe} sînt masele carcasei, înfășurării statorice, respectiv miezului feromagnetic al statorului, în kg, iar $g = 9,81 \text{ m/s}^2$ este accelerația gravitațională ;

— reacțiunile tălpilor de sprijin (fig. 21.18, a) :

$$P_A = P_B = \frac{G_s}{2} \text{ [N]}. \quad (21.110, a)$$

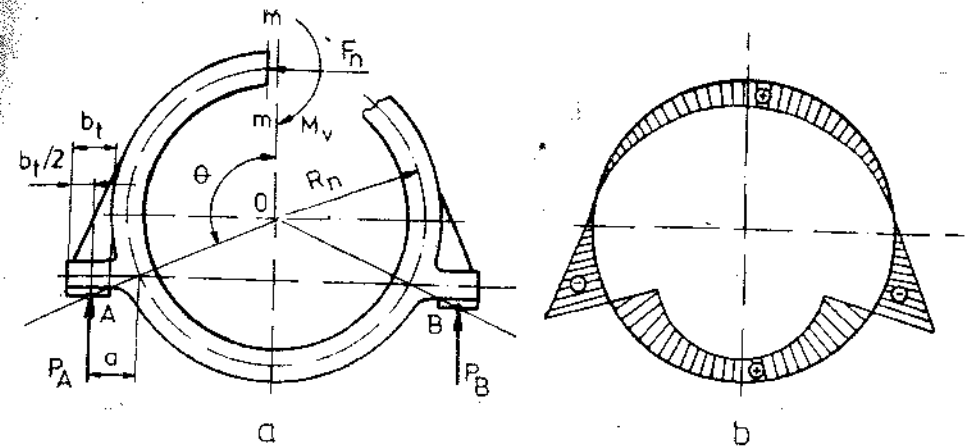


Fig. 21.18. Solicitățile unei carcase orizontale :

a — forțele care acționează asupra carcasei ; b — diagrama momentului încovoietor.

Sectionînd carcasa după diametrul vertical (secțiunea $m-m$ în fig. 21.18, a), se poate înlocui acțiunea părții din dreapta asupra celei din stînga printr-o forță F_n , normală la secțiune și printr-un moment încovoietor :

$$M_v = k_{Mv} \frac{G_s}{2\pi} R_0 \text{ [Nm]}, \quad (21.111)$$

în care :

k_{Mv} este coeficientul momentului încovoietor în secțiunea verticală superioară a carcasei, care este dat în figura 21.19 în funcție de mărimile θ , a și R_0 , a căror semnificație rezultă din figura 21.18, a ;

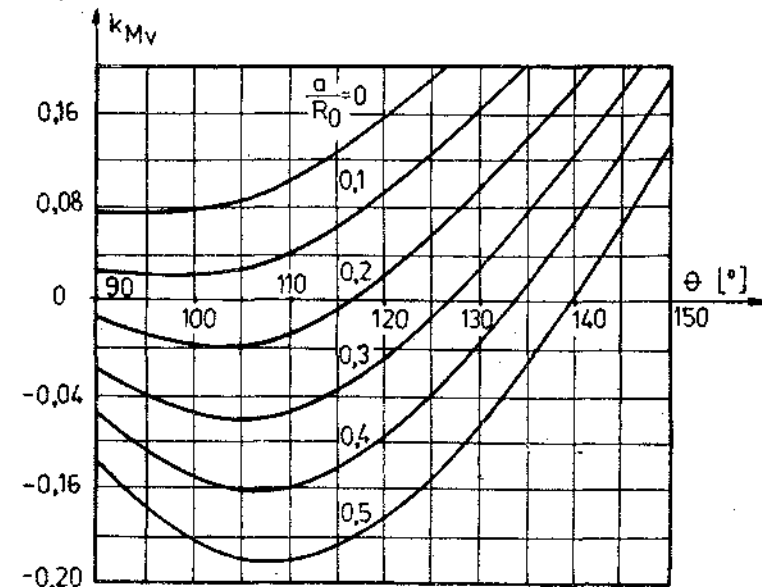


Fig. 21.19. Coeficientul momentului încovoietor k_{Mv} în secțiunea verticală superioară a carcasei.

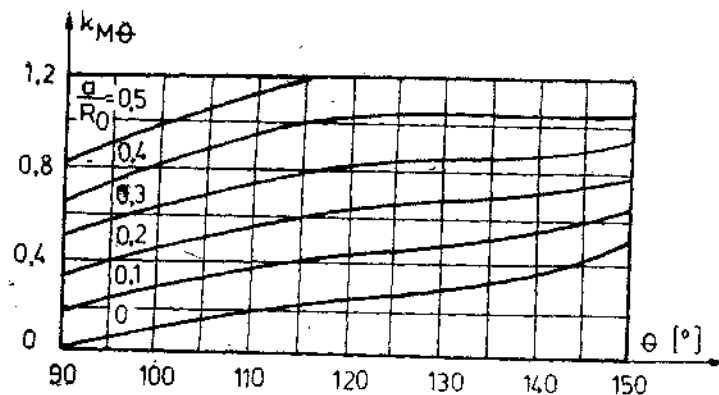


Fig. 21.20. Coefficientul momentului încovoietor $k_{M\theta}$ în secțiunea carcăsei determinată de planul axial ce trece prin punctele O și A (fig. 21.19, a).

R_0 — raza de curbura a fibrei medii deformate (care trece prin centrul de greutate al secțiunii carcăsei), în m, și care se determină ca în paragraful 21.6.3.

Momentul încovoietor în secțiunea carcăsei, determinată de planul paralel cu axa mașinii care trece prin punctele O și A (O este centrul carcăsei, iar A corespunde mijlocului tălpii de sprijin) se determină cu relația :

$$M_\theta = k_{M\theta} \frac{G_c}{2\pi} R_0 \quad [\text{Nm}], \quad (21.112)$$

în care coeficientul $k_{M\theta}$ se ia din figura 21.20.

Momentele încovoietoare M_θ și M_ϕ măresc sau reduc curbura carcăsei după cum iau valori pozitive, respectiv negative (fig. 21.18, b).

Corespunzător momentelor încovoietoare determinate cu relațiile (21.111) și (21.112), se pot calcula eforturile unitare la încovoiere :

$$\sigma_\theta = \frac{|M_\theta|}{W} [\text{MPa}] \leq \sigma_{ai}; \quad (21.113)$$

$$\sigma_\phi = \frac{|M_\phi|}{W} [\text{MPa}] \leq \sigma_{ai} \quad (21.113, a)$$

în care W , este modulul de rezistență al secțiunii transversale a carcăsei, în cm^3 , care se determină ca în paragraful 21.6.3.

Valoarea admisibilă a efortului unitar la încovoiere σ_{ai} se ia din anexa 14, în funcție de materialul carcăsei și felul solicitării acesteia.

Cunoscând momentele încovoietoare, se pot determina deformațiile carcăsei, și anume :

— variația diametrului vertical :

$$\Delta_v = \delta_v \frac{G_c}{2\pi} \frac{R_0^3}{EI} 10^{-2} [\text{cm}]; \quad (21.114)$$

— variația diametrului orizontal :

$$\Delta_o = \delta_o \frac{G_c}{2\pi} \frac{R_0^3}{EI} 10^{-2} [\text{cm}], \quad (21.114, a)$$

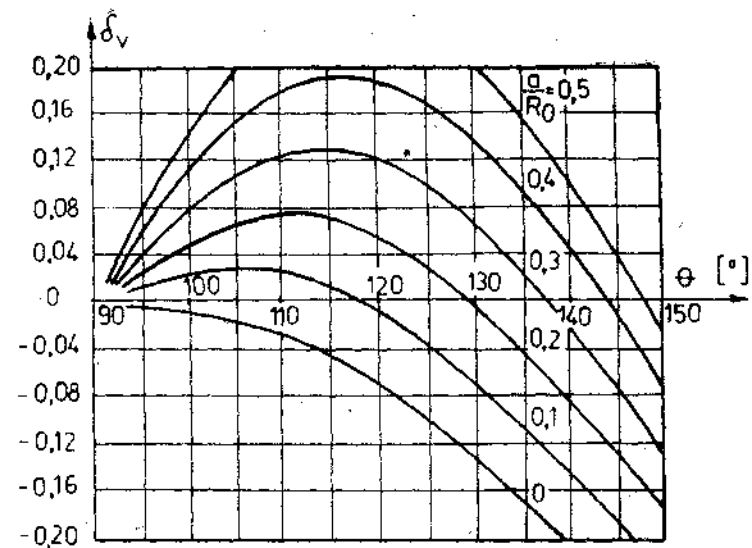


Fig. 21.21. Variația relativă δ_v a diametrului vertical al carcăsei.

în care :

- δ_v este variația relativă a diametrului vertical (fig. 21.21);
- δ_o — variația relativă a diametrului orizontal (fig. 21.22);
- I — momentul de inerție al secțiunii transversale a carcăsei, în cm^4 , care se determină ca în paragraful 21.6.3;
- E — modulul de elasticitate longitudinal al materialului carcăsei, în MPa, care are valorile :
 $E = 2,1 \cdot 10^5 \text{ MPa}$ — pentru oțel;

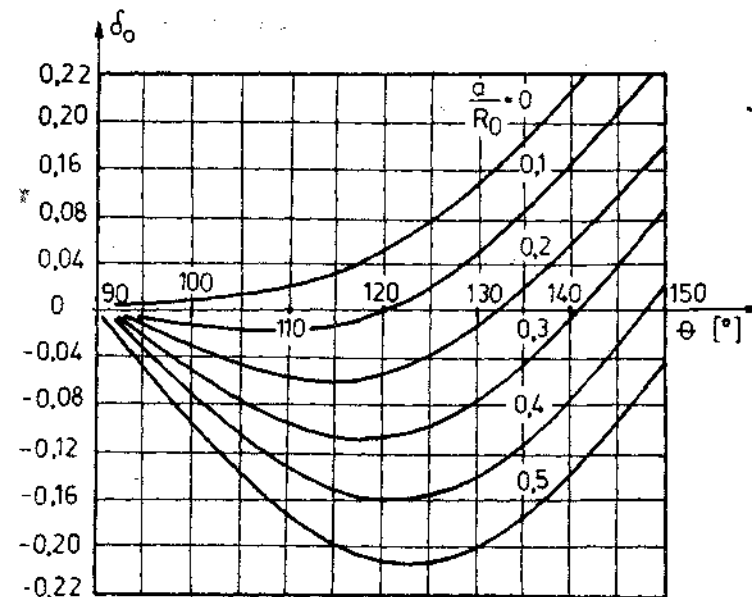


Fig. 21.22. Variația relativă δ_o a diametrului orizontal al carcăsei.

$E = 1,55 \cdot 10^5$ MPa — pentru fontă;

$E = (0,67 \div 0,71) \cdot 10^5$ MPa — pentru aliaje de aluminiu.

În relațiile de mai sus, variația diametrului se consideră pozitivă când acesta se micșorează.

Condițiile de rigiditate ale carcasei sînt satisfăcute dacă sînt îndeplinite condițiile :

$$|\Delta_e| < 0,1 \delta \text{ și } |\Delta_o| < 0,1 \delta, \quad (21.114, b)$$

în care δ este valoarea întrefierului, în cm.

21.6.2. VIBRAȚIA CARCASELOR

Sub acțiunea cuplului pulsator al motorului primar (în cazul generatoarelor) sau a cuplului de sarcină (în cazul motoarelor), se produce deformarea carcasei, variabilă în timp ca valoare, care poate produce vibrația acesteia.

De asemenea, forțele de atracție magnetică unilaterală, care apar cînd rotorul este descentrat, produc vibrații ale carcasei cu frecvență egală cu dublul frecvenței tensiunii electromotoare a mașinii.

Cînd frecvența oscilațiilor carcasei, produse de forțele exterioare sau de forțele de atracție magnetică unilaterală, coincide cu frecvența proprie a carcasei, apare fenomenul de rezonanță, iar deformările carcasei pot crește pînă la valori periculoase. De aceea, se impune calculul frecvenței oscilațiilor proprii f_c , care nu trebuie să coincidă cu frecvența vibrațiilor carcasei ce pot apare în timpul funcționării mașinii f_{ext} (la mașinile de curent alternativ $f_{ext} = 2f_1$).

Pentru simplificare, se consideră carcasa sub forma unei grinzi în formă de arc de cerc, avînd capetele încastrate elastic și se calculează frecvența oscilațiilor proprii ale acesteia f_c , în două cazuri particulare :

a) Cînd tălpile carcasei se consideră articulate atunci frecvența proprie se determină cu relația :

$$f_{min} = \frac{C_1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi}{G_s} \frac{EI}{R_0^3}} g \text{ [Hz]} \quad (21.115)$$

și este mai mică decît frecvența proprie reală.

b) Cînd tălpile carcasei se consideră încastrate rigid, atunci frecvența proprie se determină cu relația :

$$f_{max} = \frac{C_2}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi}{G_s} \frac{EI}{R_0^3}} g \text{ [Hz]} \quad (21.115, a)$$

și este mai mare decît cea reală.

Valorile constantelor C_1 și C_2 sînt date în figura 21.23 în funcție de poziția tălpilor (adică de unghiul θ), iar celelalte mărimi au aceeași semnificație ca în paragraful anterior.

Valoarea adevărată (reală) a frecvenței oscilațiilor proprii ale carcasei este cuprinsă între cele două valori limită de mai sus :

$$f_{min} < f_c < f_{max} \quad (21.116)$$

Carcasa, concepută constructiv, este bună dacă :

$$f_c \neq f_{ext} \quad (21.116, a)$$

Dacă f_c este apropiată de f_{ext} , se acționează asupra elementelor constructive ale carcasei (nervuri, manta etc.) pînă se satisface relația (21.116, a).

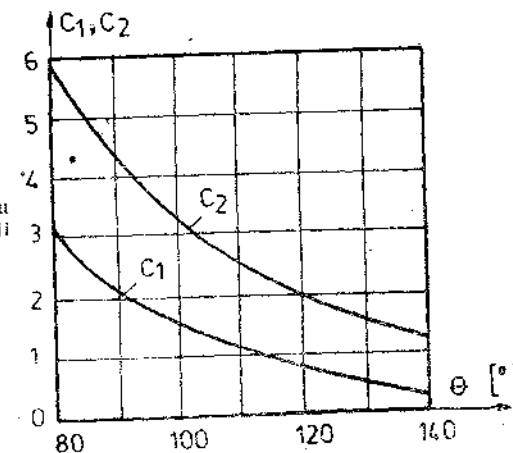


Fig. 21.23. Valori constante pentru determinarea frecvenței oscilațiilor proprii ale carcasei.

21.6.3. MĂRIMILE GEOMETRICE NECESARE CALCULULUI CARCASELOR

Atît în calculul solicitărilor la încovoiere, cît și la determinarea frecvenței oscilațiilor proprii ale diferitelor tipuri de carcase, intervin caracteristici ale secțiunii acestora ca :

- momentul de inerție axial I , față de axa care trece prin centrul de greutate al suprafeței sau față de altă axă paralelă cu aceasta ;
- modulul de rezistență la încovoiere, W ;
- raza centrului de greutate R_0 (în cazul barelor sau suprafețelor curbe) ;
- raza fibrei neutre R_0 (adică raza curbei ce conține punctele în care efortul unitar la încovoiere este nul). În cazul carcaselor care au raportul $R_0/h_c \geq 10$ (unde h_c este grosimea carcasei), se poate considera $R_0 \approx R_c$.
- excentricitatea axei neutre $e = R_c - R$.

În calculele de rezistență a carcaselor interesează în special, valoarea cea mai mare a efortului unitar la încovoiere, care se produce în fibrele extreme ale acestora.

Determinarea acestor mărimi caracteristice se face în mod diferit, în funcție de tipul carcasei, și anume :

A. Pentru carcase magnetice circulare (fig. 5.30)

În figura 21.24 sînt redată semnificațiile dimensiunilor utilizate în expresiile analitice de calcul, al mărimilor caracteristice menționate.

Coordonatele centrului de masă G , în secțiunea transversală, considerînd carcasa simetrică față de axa oy , sînt :

$$y_G = \frac{2m_1 y_G}{m + 2m_1} \text{ [m]} ; \quad (21.117)$$

$$x_G = 0,$$

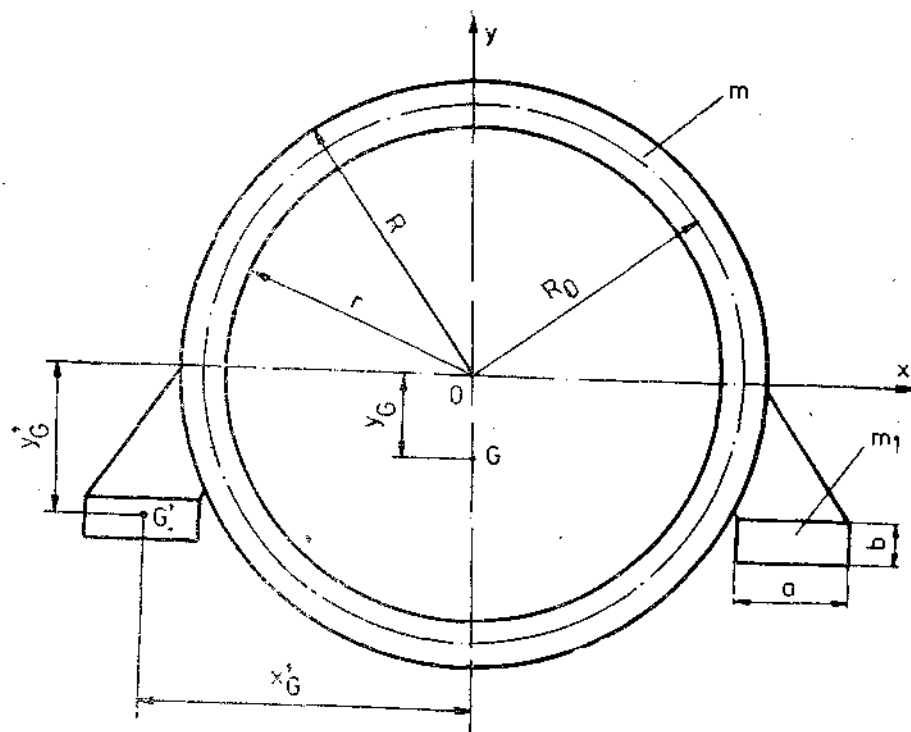


Fig. 21.24. Semnificațiile notațiilor utilizate la calculul carcaselor cilindrice.

în care :

m este masa corpului carcasei fără tălpi (a cilindrului), în kg ;

m_1 — masa unei tălpi, în kg.

Raza fibrei neutre a carcasei este :

$$R_0 = \frac{2(R^3 - r^3)}{3(R^2 - r^2)} [m]. \quad (21.118)$$

Momentul de inerție al ansamblului carcasă, față de sistemul de axe centrat în G, este :

$$I_z = I_{z1} + 2I_{z2} [m^4], \quad (21.119)$$

în care :

— momentul de inerție al cilindrului carcasei :

$$I_{z1} = \frac{\pi(R^4 - r^4)}{4} + \pi(R^2 - r^2)y_G^2 [m^4]; \quad (21.119, a)$$

— momentul de inerție al unei tălpi :

$$I_{z2} = \frac{ab^3}{12} + [x_G'^2 + (y_G' - y_G)^2]ab [m^4]. \quad (21.119, b)$$

Modulul de rezistență după axa OZ :

$$W_z = \frac{I_z}{y_{max}} = \frac{I_z}{R + y_G} [m^3]. \quad (21.120)$$

B. Pentru carcase cu aripioare exterioare de răcire

(fig. 5.27)

Acest caz se poate echivala cu cel precedent (cazul A), dacă în locul razei exterioare R din figura 21.24 se utilizează o rază echivalentă (fig. 5.27), dată de relația :

$$R_{ech} = \sqrt{\frac{S_{ec}}{\pi} + r^2} [m], \quad (21.121)$$

unde S_{ec} este aria secțiunii transversale a corpului carcasei 1, inclusiv a aripioarelor de răcire 2 (fără cele două tălpi 3).

Pentru calculul lui R_0 , I_z și W_z se utilizează relațiile (21.118), (21.119) și respectiv (21.120), cu R_{ech} , în locul lui R .

C. Pentru carcase cu nervuri

Nervurile carcasei pot fi sudate fie pe un corp cilindric al carcasei, așa cum se indică în figura 21.25, fie numai de pereții frontali ai acestuia ca în figurile 5.28 și 5.29. În cazul utilizării corpului cilindric al carcasei, nervurile pot fi sudate fie pe interiorul acestuia (fig. 21.25, a), fie pe exterior (fig. 21.25, b).

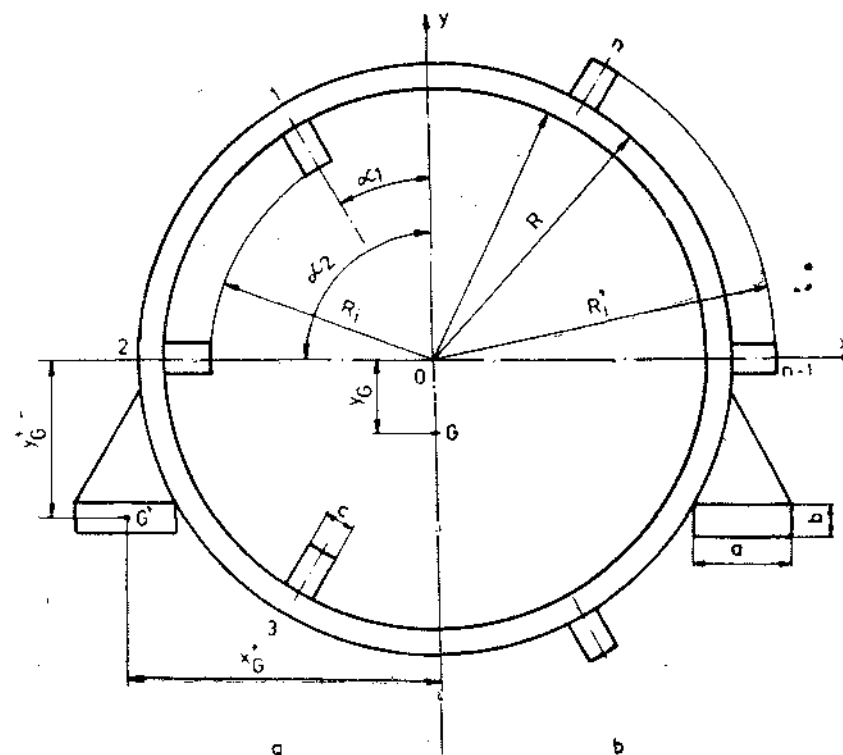


Fig. 21.25. Carcasă cu nervuri interioare (a) sau exterioare (b).

Coordonatele centrului de masă G , în secțiunea transversală, considerând carcasa simetrică față de axa Oy , sînt date de relația (21.117), în care m este masa carcasei (a corpului și a nervurilor), iar m_1 , masa unei tălpi, în kg.

Raza fibrei neutre a carcasei cu nervuri interioare (fig. 21.25, a) se poate aproxima cu relația:

$$R_0 = \frac{4\pi(R^2 - r^2)(R^3 - r^3) + 3nRr^2c(r^2 - R_1^2)}{6(R^2 - r^2)[\pi(R^2 - r^2) + nc(r - R_1)]} \text{ [m]}, \quad (21.122)$$

unde n este numărul de nervuri cu grosimea c .

Pentru carcasa cu nervuri exterioare (fig. 21.25, b) se utilizează tot relația (21.122), dar în locul termenilor $(r - R_1)$ și $(r^2 - R_1^2)$ se vor folosi termenii $(R_1 - R)$ și respectiv $(R_1^2 - R^2)$.

Momentul de inerție al ansamblului carcasă, față de sistemul de axe central în G , este:

$$I_z = I_{z1} + 2I_{z2} + I_{znerv} \text{ [m}^4\text{]}, \quad (21.123)$$

în care:

— momentul de inerție al corpului cilindric al carcasei I_{z1} se determină cu relația (21.119, a);

— momentul de inerție al unei tălpi a carcasei I_{z2} se determină cu relația (21.119, b);

— momentul de inerție al celor n nervuri (interioare):

$$I_{znerv} = \sum_{i=1}^n \frac{c(r - R_1)}{12} \{ (r - R_1)^2 \cos^2 \alpha_i + r^2 \sin^2 \alpha_i + 6[(r + R_1)^2 \sin^2 \alpha_i + ((r + R_1) \cos \alpha_i + 2y_G)^2] \} \text{ [m}^4\text{]}. \quad (21.123, a)$$

Dacă nervurile sînt exterioare, atunci în relația (21.123, a) în locul termenului $(r - R_1)$ se folosește $(R_1 - R)$, iar în locul termenului $(r + R_1)$ se folosește $(R + R_1)$.

În cazul carcaselor care nu au corpul cilindric, la care nervurile sînt sudate numai de pereții frontali (ca în figurile 5.28 și 5.29), atunci în relațiile (21.122) și (21.119, a) se consideră $r = R$, ceea ce înseamnă că R_0 este dat numai de contribuția nervurilor, iar $I_{z1} = 0$.

Modulul de rezistență după axa Oz :

— pentru carcasa cu nervuri interioare:

$$W_z = \frac{I_z}{R_0^2 y_G} \text{ [m}^3\text{]}; \quad (21.124)$$

— pentru carcasa cu nervuri exterioare:

$$W_z = \frac{I_z}{R_1^2 y_G} \text{ [m}^3\text{]}. \quad (21.124, a)$$

Dacă nervurile sînt sudate numai de pereții frontali (fig. 5.28 și 5.29), atunci în relația (21.124) prin R se înțelege raza de la exteriorul nervurilor, în secțiunea din mijlocul lungimii carcasei.

Observație. În cazul în care corpul carcasei are nervuri sudate atât la interior cit și la exterior, atunci:

$$I_{znerv} = I_{znerv \text{ int}} + I_{znerv \text{ ext}}, \quad (21.125)$$

fiecare termen determinându-se separat cu relațiile menționate mai sus.

Capitolul 22. CALCULUL VENTILAȚIEI MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE

22.1. GENERALITAȚI

Principalele tipuri de ventilație ale mașinilor electrice, corelate cu principalele lor forme constructive, sînt expuse în capitolul 1.

În capitolul de față se va studia tipul de ventilație cel mai utilizat și anume autoventilația. Pentru celelalte cazuri urmează a se consulta literatura de specialitate [1], [27], [28].

22.2. ELEMENTELE CIRCUITULUI DE VENTILAȚIE

22.2.1. REZISTENȚA AERODINAMICĂ

Considerind un circuit de aer oarecare compus din mai multe conducte, putem determina căderea de presiune h_i , în pascali ($1 \text{ Pa} = 1 \text{ N/m}^2$), pe o porțiune i a circuitului, cu relația:

$$h_i = Z_i Q_i^2 \text{ [Pa]}, \quad (22.1)$$

în care:

Q_i este debitul de aer pe porțiunea i a circuitului respectiv, în m^3/s ;

Z_i — rezistența aerodinamică a porțiunii respective.

Mărimea rezistenței aerodinamice este dată de relația:

$$Z_i = \frac{\zeta_i}{S_i^3}, \quad (22.2)$$

în care:

S_i este secțiunea minimă din porțiunea respectivă a circuitului, în m^2 (perpendiculară pe direcția aerului);

ζ_i — coeficientul rezistenței aerodinamice, care depinde de:

a) felul intrării în conductă a aerului și se ia din tabelul 22.1;

Tabelul 22.1

Valorile coeficientului de rezistență ζ , la intrarea aerului în conducte

Condițiile de intrare	ζ_i
Intrare cu muchiile ascuțite	$62 \cdot 10^{-4}$
Intrare cu muchiile în unghi drept	$30 \cdot 10^{-2}$
Intrare cu muchiile rotunjite	$(12,5 \dots 0) \cdot 10^{-4}$

Tabelul 22.2

Valorile coeficientului de rezistență ζ , la devieri
sub diferite unghiuri

Unghiul de deviere	ζ
135°	$32 \cdot 10^{-2}$
90°	$70 \cdot 10^{-2}$

b) felul devierii sub diferite unghiuri a aerului, conform tabelului 22.2;
c) schimbările bruște de secțiune (în sensul de circulație a aerului) și
anume:

ζ_{ing} — pentru îngustarea secțiunii conductei;

$\zeta_{\text{lărg}}$ — pentru lărgirea secțiunii conductei.

În acest caz ζ_{ing} și $\zeta_{\text{lărg}}$ se iau din figura 22.1 în funcție de raportul, întotdeauna subunitar, al secțiunilor (cea mai mică împărțită la cea mai mare).

În asemenea cazuri, rezistența aerodinamică se determină împărțind ζ_{ing} sau $\zeta_{\text{lărg}}$ întotdeauna la patratul secțiunii mai mici (indiferent dacă este lărgire sau îngustare);

d) frecările aerului de perețele conductelor lungi și înguste:

$$\zeta_f = k_{fr} \frac{l_i}{D_i} 10^{-2}, \quad (22.2, a)$$

în care:

l_i este lungimea canalului i , în cm;

D_i — diametrul canalului i , dacă are formă circulară, în cm.

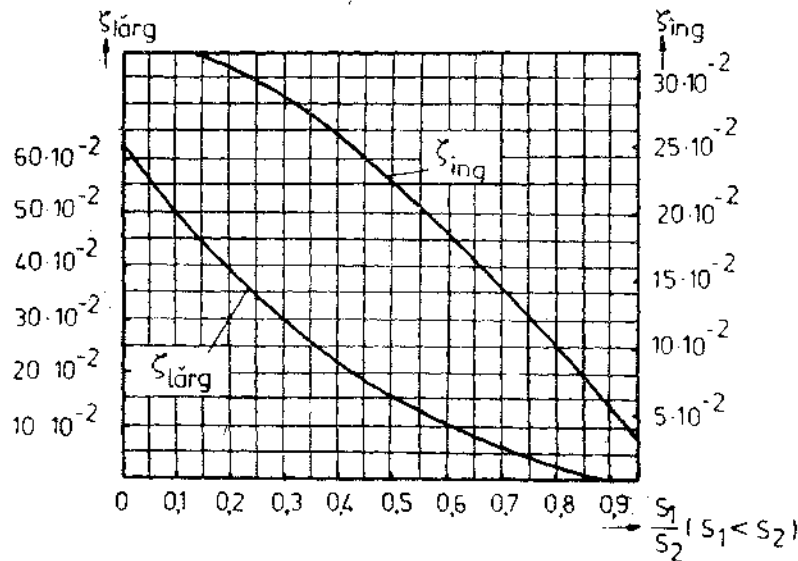


Fig. 22.1. Coeficientul rezistenței aerodinamice ζ la lărgirea și îngustarea conductei.

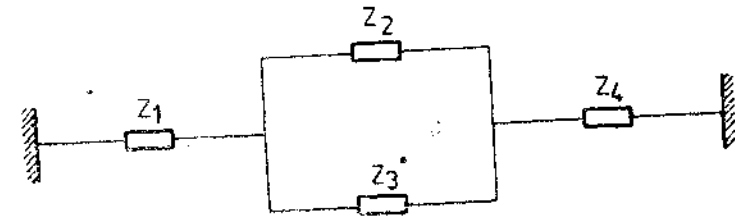


Fig. 22.2. Schema conexiunii mixte a rezistențelor aerodinamice.

Dacă secțiunea canalului este dreptunghiulară, atunci în relația (22.2, a) se consideră diametrul echivalent dat de relația:

$$D_i = \frac{2ab}{a+b} \text{ [cm]}, \quad (22.2, b)$$

unde:

a și b sînt cele două laturi ale canalului dreptunghiular, în cm;

$k_{fr} = 6,25$ pentru canale ștanțate (axiale);

$k_{fr} = 1,55$ pentru canale netede.

22.2.2. SCHEME AERODINAMICE ȘI REZOLVAREA LOR

Prin analogie cu schemele electrice, în cazul circuitelor de aer se pot folosi schemele aerodinamice, care au ca elemente pasive rezistențele aerodinamice.

Rezolvarea schemei aerodinamice constă în aflarea rezistenței echivalente Z_e . Aceasta depinde de modul de legare între ele a rezistențelor aerodinamice componente și anume:

— la legarea în serie:

$$Z_e = \sum_{i=1}^n Z_i; \quad (22.3)$$

— la legarea în paralel:

$$\frac{1}{\sqrt{Z_e}} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{\sqrt{Z_i}}; \quad (22.3, a)$$

— la legarea mixtă (serie și paralel), conform relațiilor (22.3) și (22.3, a) și figurii (22.2) rezultă:

$$Z_e = Z_1 + \frac{Z_2 Z_3}{(\sqrt{Z_2} + \sqrt{Z_3})^2} + Z_4. \quad (22.4)$$

22.2.3. CALCULUL VENTILATORULUI

În general, calculul unui ventilator depinde de tipul și construcția acestuia (radial, axial, cu palete drepte sau înclinate etc.).

Avînd în vedere că în construcțiile normale de mașini rotative cel mai frecvent se utilizează ventilatorul de tip radial, integrat în interiorul mașinii, se va analiza în continuare acest tip.

A. Presiunea statică H

Această presiune, necesară asigurării debitului de aer Q printr-un circuit cu rezistența aerodinamică echivalentă Z_e , este :

$$H = Z_e Q^2 \text{ [Pa]}. \quad (22.5)$$

Pe de altă parte, pentru ventilatoare radiale :

$$H = H_0 \left[1 - \left(\frac{Q}{Q_{max}} \right)^2 \right] \text{ [Pa]}, \quad (22.6)$$

în care :

H_0 este presiunea statică la funcționarea în gol a ventilatorului (ventilator obturat), în Pa ;

Q — debitul nominal al ventilatorului, în m^3/s ;

Q_{max} — debitul maxim pe care îl poate da ventilatorul la funcționarea în scurtcircuit (ventilatorul funcționând în aer liber), în m^3/s .

Dar :

$$H_0 = \gamma_0 \gamma (u_1^2 - u_2^2) \text{ [Pa]}, \quad (22.6, a)$$

în care :

$\gamma = 1,1 \text{ kg/m}^3$ este masa specifică a aerului (densitatea) la 50°C ;

γ_0 este randamentul ventilatorului la funcționarea în gol (scăpări din lipsă de etanșeitate), care la ventilatorul cu palete radiale este $\gamma_0 \approx 0,6$;

$$u_1 = \frac{\pi D_1 n}{60} \text{ [m/s]} \text{ — viteza periferică exterioară} ; \quad (22.6, b)$$

$$u_2 = \frac{\pi D_2 n}{60} \text{ [m/s]} \text{ — viteza periferică interioară} ; \quad (22.6, c)$$

unde :

n este turația ventilatorului, în rot/min ;

D_1 — diametrul exterior al ventilatorului, în m (v. fig. 22.3) ;

D_2 — diametrul interior al ventilatorului, în m.

Debitul nominal al unui ventilator radial în mod obișnuit este :

$$Q \approx 0,5 Q_{max} \text{ [m}^3/\text{s]}, \quad (22.7)$$

rezultând astfel din relația (22.6) :

$$H \approx 0,75 H_0 \text{ [Pa]}. \quad (22.8)$$

B. Diametrele ventilatorului radial

Din pierderile mașinii, ce trebuie evacuate sub formă de căldură, rezultă debitul nominal de aer :

$$Q = \frac{\Sigma P'}{1,1 \theta_{aer}} \text{ [m}^3/\text{s]}, \quad (22.9)$$

în care :

$\Sigma P' = \Sigma P - (P_{fr+e} + P_c)$ sînt pierderile ce trebuie evacuate, în kW (v. paragraful 20.5 și relația 20.30) ;

θ_{aer} — supraîncălzirea aerului în mașină, în $^\circ\text{C}$ și anume :

$\theta_{aer} \leq 30^\circ\text{C}$, pentru izolație clasă B ;

$\theta_{aer} \leq 40^\circ\text{C}$, pentru izolație clasă F.

Din rezolvarea schemei aerodinamice se cunoaște rezistența echivalentă Z_e (paragraful 22.2.2), iar cu ajutorul relației (22.5) se determină presiunea statică necesară H.

Din relația (22.8) rezultă presiunea la funcționarea în gol H_0 .

Se impune, constructiv (din desenul la scară al mașinii), diametrul exterior D_1 (fig. 8.6, și fig. 20.2), iar cu relația (22.6, b) se calculează viteza periferică u_1 .

Din relația (22.6, a) se determină u_2 , apoi din relația (22.6, c) diametrul interior D_2 .

C. Lățimea b a paletei ventilatorului radial (fig. 22.3)

Debitul maxim este dat de relația :

$$Q_{max} = 0,42 u_1 S_1 \text{ [m}^3/\text{s]}, \quad (22.10)$$

în care secțiunea de ieșire a aerului din ventilator este

$$S_1 = 0,92 \pi D_1 b \text{ [m}^2]. \quad (22.11)$$

Din relațiile (22.10) și (22.11), considerînd și relațiile (22.6, b) și (22.7), rezultă :

$$b \approx 31,5 \frac{Q}{D_1^2 n} \text{ [m]}, \quad (22.12)$$

cu Q în m^3/s , D_1 în m și n în rot/min.

D. Puterea consumată în ventilator

Este (v. și paragraful 20.5.4) :

$$P = \frac{H Q}{\eta_e} \text{ [W]}, \quad (22.13)$$

în care :

H este presiunea statică, în Pa ;

Q — debitul de aer care trece prin ventilator, în m^3/s ;

η_e — randamentul ventilatorului. Pentru ventilatorul cu palete radiale :

$$\eta_e = 0,35 \div 0,45.$$

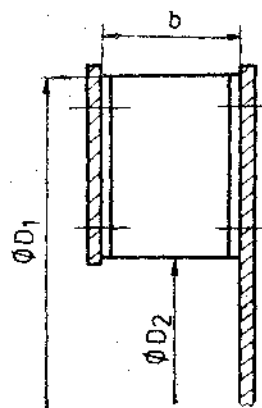


Fig. 22.3. Principalele dimensiuni ale unui ventilator radial.

22.3. SISTEME DE VENTILAȚIE FRECVENT INTILNITE LA MAȘINILE ELECTRICE ROTATIVE

În construcțiile actuale de mașini electrice rotative se folosește, în general, răcirea cu aer. Sistemul de ventilație adoptat este determinat atât de tipul constructiv, cât și de tipul de protecție al mașinii.

Principalele probleme ce trebuie rezolvate în cadrul calculului ventilației unei mașini electrice rotative sînt :

- stabilirea schemei de ventilație și calculul rezistențelor aerodinamice ;
- calculul presiunilor determinate de mijloacele de antrenare a aerului ;
- calculul debitelor de aer pe diferitele tronsoane.

În continuare se vor rezolva aceste probleme, pentru sistemele de ventilație frecvent întâlnite la mașinile electrice rotative.

22.3.1. SCHEMELE DE VENTILAȚIE SI CALCULUL REZISTENTELOR AERODINAMICE

Întocmirea schemei de ventilație pentru o mașină electrică rotativă necesită execuția prealabilă a desenului la scară a ansamblului general (secțiune longitudinală și transversală) și stabilirea traseelor pe care circulă aerul de răcire. Calculul rezistențelor aerodinamice impune cunoașterea dimensiunilor longitudinale și transversale ale tuturor conductelor ce formează aceste trasee.

**A. Ventilație axial-radială bilaterală
pentru o mașină electrică în construcție protejată**

Construcția protejată are în vedere, în special, tipurile de protecție IP 22 și IP 23 (v. paragraful 1.2).

În figura 22.4, *a* sînt reprezentate secțiunea longitudinală și vederea frontală pentru un motor asineron cu rotorul în scurtcircuit, în construcție protejată, iar cu ajutorul săgeților se indică traseele pe care circulă aerul de răcire.

Datorită depresiei create de capetele barelor rotorice și de nervurile rotorului (mașina nu are ventilator propriu-zis), aerul este absorbit prin ferestrele celor două scuturi frontale, spală elementele active și este scos din mașină prin ferestrele de la mijlocul acesteia, din partea de jos a carcasei.

Circulația aerului este simetrică față de mijlocul lunginii mașinii și de aceea este suficient să se facă calculul ventilației numai pentru una din părți, care reprezintă jumătate din mașină.

În figura 22.4, *b* este dată schema principală de ventilație a mașinii, ce conține sursele de presiune (notate cu *H*) și rezistențele aerodinamice (notate cu *Z*), repartizate pe tronsoane. Denumirea și calculul rezistențelor aerodinamice sînt date în continuare.

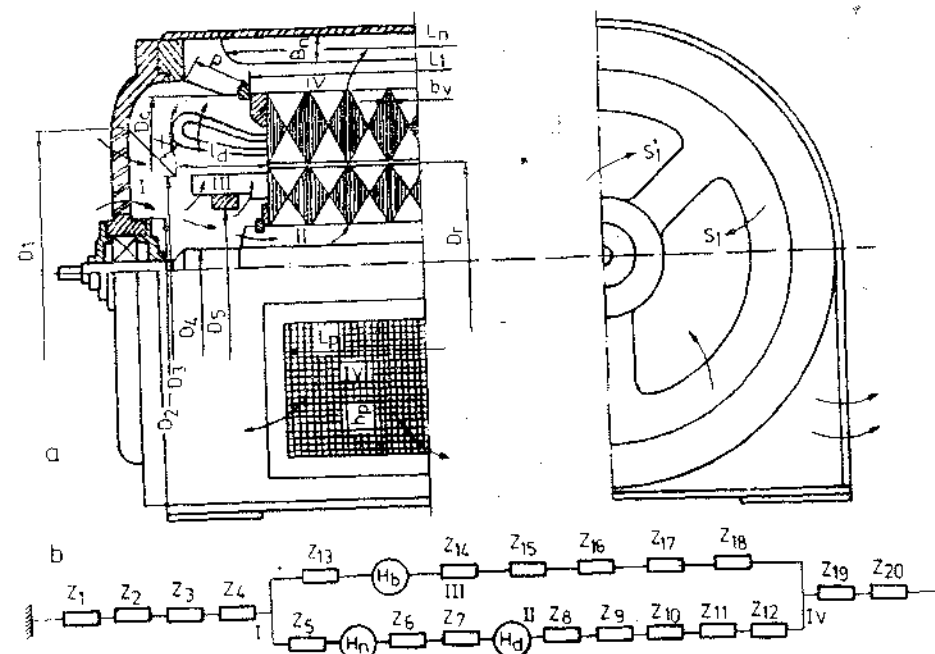


Fig. 22.4. Schema de ventilație a unei mașini electrice asincrone cu ventilație radial-bilaterală:
a — schema fizică; b — schema principală.

Tronsonul I.

1) Intrarea aerului în ferestrele scutului sub muchii ascuțite (jaluzele) + îngustare (de la mediul exterior la secțiunea de intrare). Din tabelul 22.1, pentru muchii ascuțite $\zeta_{as} = 62 \cdot 10^{-2}$, iar pentru îngustarea $\frac{S_1}{S_{ext}} \approx 0$, din figura 22.1, $\zeta_{ing} \approx 32 \cdot 10^{-2}$.

Rezultă :

$$Z_1 = \frac{\zeta_{as} + \zeta_{ang}}{S_1^2} = \frac{(62 + 32) \cdot 10^{-2}}{S_1^2},$$

in care :

S_1 este suprafața netă de intrare în ferestrele scutului, în m^2 ; $S_1 = \sum k_i S_i$ [m^2],

cu :

S_f — suprafața totală a ferestrelor scutului, în m^2 ;

k_i — coeficientul de reducere a secțiunii datorită acoperirilor cerute de protecția mașinii și anume:

$k_i = 0,6 \div 0,7$ pentru plasă de sîrmă și jaluzele, cerute de gradul de protecție IP 23;

$k_t = 0,8 \div 0,9$ pentru plasă de sîrmă, cerute de gradul de protecție IP 22.

2) Destinderea aerului la ieșirea din scut și intrarea în mașină + deviere la 135° de către deflector (fig. 22.4, a).

$$S_z = \frac{\pi}{4} (D_1^2 - D_2^2) \quad [\text{m}^2],$$

Pentru $\frac{S_1}{S_2} = \dots \Rightarrow \zeta_{larg} = \dots$, iar pentru deviere la 135° , din tabelul 22.2 $\Rightarrow \zeta_c = 32 \cdot 10^{-2}$.

Se obține:

$$Z_2 = \frac{\zeta_{larg} + \zeta_c}{S_1^2}$$

3) Destindere la ieșirea din deflector sub muchii ascuțite.

$$S_2 = \frac{\pi}{4} (D_3^2 - D_4^2) \quad [\text{m}^2]$$

Pentru $\frac{S_2}{S_3} = \dots \Rightarrow \zeta_{larg} = \dots$, iar pentru muchii ascuțite $\zeta_{as} = 62 \cdot 10^{-2}$.

Rezultă deci:

$$Z_3 = \frac{\zeta_{larg} + \zeta_{as}}{S_2^2}$$

4) Îngustare la intrarea sub înfășurarea rotorice (la rotor în scurt-circuit sînt și muchii ascuțite).

$$S_3 = \frac{\pi}{4} (D_5^2 - D_4^2) \quad [\text{m}^2]$$

Pentru $\frac{S_3}{S_4} = \dots \Rightarrow \zeta_{ing} = \dots$, iar pentru muchii ascuțite $\zeta_{as} = 62 \cdot 10^{-2}$.

Rezultă deci:

$$Z_4 = \frac{\zeta_{ing} + \zeta_{as}}{S_3^2}$$

Rezistența totală a tronsonului I este:

$$Z_{I\text{rI}} = \sum_{i=1}^4 Z_i$$

Tronsonul II.

5) Îngustare la intrarea sub miezul rotorice + muchii ascuțite (v. și fig. 22.5).

$$S_5 = \frac{\pi}{4} (D_{tr}^2 - D_{ax}^2) - n_n b_n h_n \quad [\text{m}^2]$$

în care:

D_{tr} este diametrul interior al tolei rotor, în m;

D_{ax} — diametrul axului, în m;

b_n — lățimea nervurii, în m;

$h_n = \frac{D_{tr} - D_{ax}}{2}$ — înălțimea nervurii, în m;

n_n — numărul nervurilor.

Pentru $\frac{S_5}{S_4} = \dots \Rightarrow \zeta_{ing} = \dots$, iar pentru muchii ascuțite $\zeta_{as} = 62 \cdot 10^{-2}$.

Rezultă deci:

$$Z_5 = \frac{\zeta_{ing} + \zeta_{as}}{S_5^2}$$

6) Deviere la 90° ($\zeta_c = 70 \cdot 10^{-2}$, din tabelul 22.2) pentru intrarea în canalele radiale de ventilație ale rotorului + muchii ascuțite ($\zeta_{as} = 62 \cdot 10^{-2}$) + îngustare la intrarea în canalele radiale.

$$S_6 = 0,9\pi D_{tr} b_c \frac{n_c}{2} \quad [\text{m}^2]$$

în care:

b_c este lățimea canalului radial de ventilație, în m;

n_c — numărul canalelor radiale de ventilație;

0,9 — coeficient ce ține seama de prezența distanțorilor.

Pentru $\frac{S_6}{S_7} = \dots \Rightarrow \zeta_{ing} = \dots$

7) Destindere în canalele de ventilație (v. fig. 22.5).

$$S_7 = 0,9\pi D_{tr} b_c \frac{n_c}{2} \quad [\text{m}^2]$$

în care:

D_{tr} este diametrul la baza creștăturilor rotorice, în m.

Pentru $\frac{S_8}{S_7} = \dots \Rightarrow \zeta_{larg} = \dots$

Rezultă deci:

$$Z_7 = \frac{\zeta_{larg}}{S_7^2}$$

8) Îngustare la intrarea în regiunea bobinelor rotorice + muchii ascuțite, pentru rotoare în scurt-circuit sau muchii rotunjite pentru rotoare bobinate + lărgirea spre exteriorul rotorului.

$$S'_8 = S_7 - Z_2 b_{c2} b_c \frac{n_c}{2} \quad [\text{m}^2];$$

$$S'_8 = 0,9\pi D_{tr} b_c \frac{n_c}{2} -$$

$$- Z_2 b_{c2} b_c \frac{n_c}{2} \quad [\text{m}^2],$$

în care:

D_{tr} este diametrul exterior al rotorului, în m (fig. 22.5);

Z_2 — numărul de creștături rotorice;

b_{c2} — lățimea creștăturii rotorice, în m.

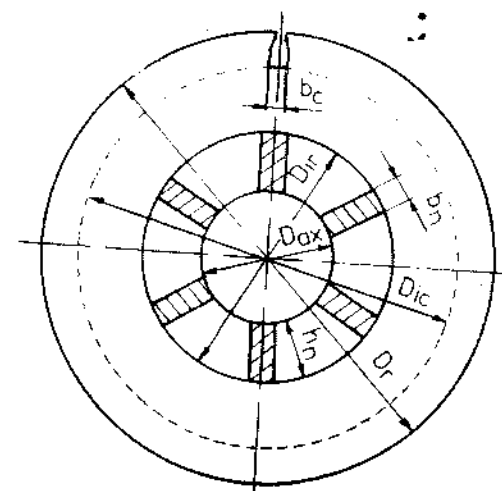


Fig. 22.5. Secțiune transversală printr-un rotor cu arbore cu nervuri.

Pentru $\frac{S'_8}{S_7} = \dots \Rightarrow \zeta_{ing} = \dots$; pentru muchii ascuțite $\zeta_{as} = 62 \cdot 10^{-2}$;
pentru $\frac{S'_8}{S'_8} = \dots \Rightarrow \zeta_{larg} = \dots$

Rezultă deci:

$$Z_8 = \frac{\zeta_{ing} + \zeta_{as} + \zeta_{larg}}{S_8^2}, \text{ pentru rotor în scurtcircuit și}$$

$Z_8 = \frac{\zeta_{ing} + \zeta_{larg}}{S_8^2}$, pentru rotor bobinat, deoarece rezistența muchiilor rotunjite ale bobinelor se neglijează.

9) Lărgirea (sau îngustarea) la trecerea din zona bobinelor rotorice în zona bobinelor statorice + intrarea sub muchii rotunjite ($\zeta_r = 12,5 \cdot 10^{-2}$).

$$S'_9 = 0,9\pi D b_c \frac{n_r}{2} - Z_1 b_{c1} b_c \frac{n_r}{2} \quad [\text{m}^2],$$

în care:

D este diametrul interior stator, în m;

Z_1 — numărul de creștături ale statorului;

b_{c1} — lățimea creștăturii statorului, în m.

Pentru raportul $\frac{S'_9}{S_9}$ sau $\frac{S'_9}{S'_9}$ (secțiunea mai mică se ia la numărător) se determină ζ_{larg} sau ζ_{ing} . La determinarea rezistenței se trece la numitor secțiunea cea mai mică.

Rezultă deci:

$$Z_9 = \frac{\zeta_{larg(ing)} + \zeta_r}{S_9'^2(9)}.$$

10) Destindere în zona bobinelor statorice și la ieșirea dintre bobine.

$$S_{10} = 0,9\pi(D + 2h_{c1})b_c \frac{n_r}{2} \quad [\text{m}^2];$$

$$S'_9 = S_{10} - Z_1 b_{c1} b_c \frac{n_r}{2} \quad [\text{m}^2],$$

în care:

h_{c1} este înălțimea creștăturii statorice, în m.

Pentru $\frac{S'_9}{S_9} = \dots \Rightarrow \zeta_{larg} = \dots$; pentru $\frac{S'_9}{S'_9} = \dots \Rightarrow \zeta_{larg} = \dots$

Rezultă deci:

$$Z_{10} = \frac{\zeta_{larg}}{S_9'^2} + \frac{\zeta_{larg}}{S_9'^2}.$$

11) Lărgire în canalele radiale ale statorului spre exteriorul tolelor.

$$S_{11} = 0,9\pi D_e b_c \frac{n_r}{2} \quad [\text{m}^2],$$

în care:

D_e este diametrul exterior al tolei statorice, în m.

Pentru $\frac{S_{10}}{S_{11}} = \dots \Rightarrow \zeta_{larg} = \dots$

Rezultă deci:

$$Z_{11} = \frac{\zeta_{larg}}{S_{10}^2}.$$

12) Destinderea aerului la ieșirea din canalele radiale ale statorului.

$$S_{12} = \pi D_e \frac{L_1}{2} \cdot [\text{m}^2],$$

în care:

L_1 este lungimea geometrică a mașinii plus grosimea inelelor de presare, în m (v. fig. 22.4).

Pentru $\frac{S_{11}}{S_{12}} = \dots \Rightarrow \zeta_{larg} = \dots$

Rezultă deci:

$$Z_{12} = \frac{\zeta_{larg}}{S_{11}^2}.$$

Rezistența totală a tronsonului II este:

$$Z_{trII} = \sum_{i=5}^{12} Z_i.$$

Tronsonul III.

13) Trecerea spre capetele bobinei rotorice prin deviere la 135°C pentru care $\zeta_c = 32 \cdot 10^{-2}$ (v. fig. 22.4 și fig. 22.6).

$$S_{13} = \pi D_3 l_{br} \quad [\text{m}^2],$$

în care:

l_{br} este lungimea axială a capătului de bobină rotor, în m.

Rezultă deci:

$$Z_{13} = \frac{\zeta_c}{S_{13}^2}.$$

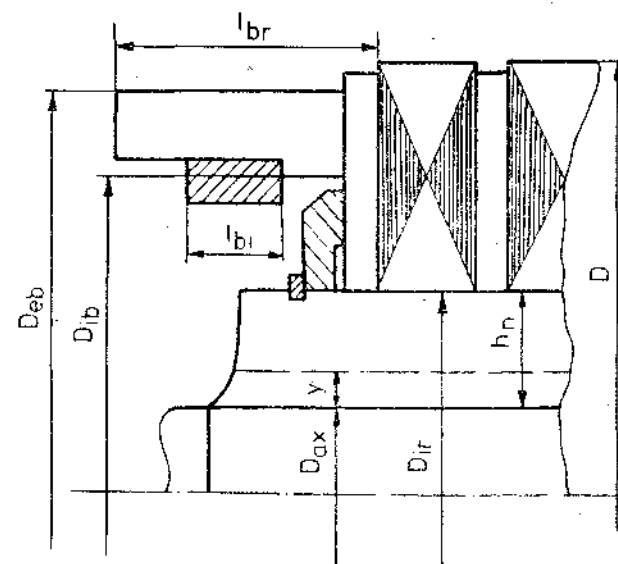


Fig. 22.6. Secțiune longitudinală parțială printr-un rotor de motor asincron în scurtcircuit având arborele cu nervuri și capetele barelor cu efect de ventilator (rotorul din fig. 22.4).

14) Îngustare la intrarea între capetele barelor rotorice + muchii ascuțite ($\zeta_{as} = 62 \cdot 10^{-2}$), pentru rotoarele în scurtcircuit din bare cu muchii ascuțite (la bare cu muchii rotunjite $\zeta_{as} = 0$).

$$S_{14} = \pi D_2(l_{br} - l_{bi}) - Z_2 b_{r2}(l_{br} - l_{bi}) \quad [\text{m}^2],$$

în care :

l_{bi} este lățimea inelului de scurtcircuitare, în m (fig. 22.6).

$$\text{Pentru } \frac{S_{14}}{S_{13}} = \dots \Rightarrow \zeta_{ing} = \dots$$

Rezultă deci :

$$Z_{14} = \frac{\zeta_{as} + \zeta_{ing}}{S_{14}^2} \text{ sau } Z_{14} = \frac{\zeta_{ing}}{S_{14}^2}.$$

La motoarele bobinate intervine numai îngustarea în dreptul capătului frontal, deoarece printre bobine aerul nu poate intra din cauza suportului izolat și a bandajelor (v. fig. 8.6 și fig. 11.6, a).

15) Destindere la ieșirea dintre capetele bobinelor (barelor) rotorice (fig. 22.4).

$$S_{15} = \pi D l_d \quad [\text{m}^2].$$

$$\text{Pentru } \frac{S_{14}}{S_{15}} = \dots \Rightarrow \zeta_{arg} = \dots$$

Rezultă deci :

$$Z_{15} = \frac{\zeta_{arg}}{S_{15}^2}.$$

16) Trecerea prin spațiile dintre capetele bobinelor statorice.

16.1) Cazul bobinelor prefabricate (din conductor profilat sau din bare), reprezentat în figura 22.7.

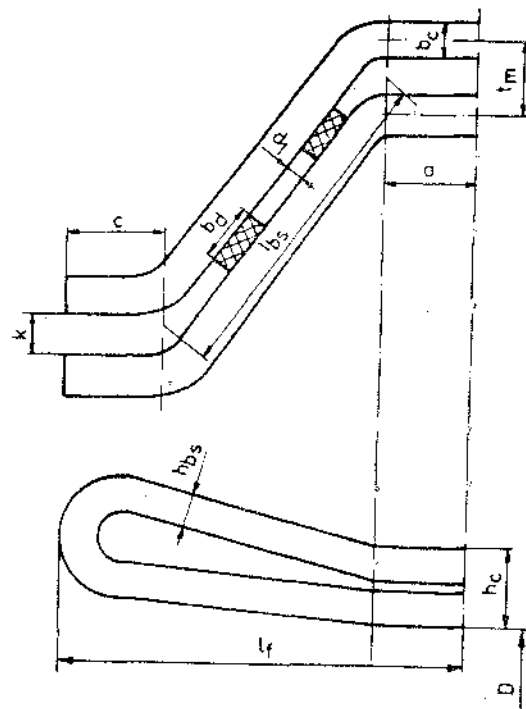


Fig. 22.7. Capăt de bobină stator prefabricată.

Se determină mai întâi suprafața S_{16} de sub partea frontală față de care se consideră îngustarea din stratul inferior :

$$S_{16} = \pi D l_f \quad [\text{m}^2].$$

Se admite apoi că distanțele d_1 și k dintre capetele de bobină, la partea inferioară, sînt egale cu cele de la partea superioară (d_1 și k sînt constante pe înălțimea capetelor frontale).

a) Îngustarea în stratul inferior (fig. 22.7).

$$S'_{16} = [l_{bs} d_1 + (l_{mi} - b_c) a + k c - b_{ad_1} n_d] Z_1 \quad [\text{m}^2],$$

în care :

n_d este numărul de distanțoare între două capete de bobine alăturate ;

l_{mi} - pasul dentar corespunzător diametrului mediu al laturii inferioare a bobinei, în m.

$$\text{Pentru } \frac{S'_{16}}{S_{16}} = \dots \Rightarrow \zeta_{ing} = \dots, \text{ iar pentru muchii rotunjite } \zeta_r = 12,5 \cdot 10^{-2}.$$

Rezultă deci :

$$Z'_{16} = \frac{\zeta_{ing} + \zeta_r}{S_{16}^2}.$$

b) Destindere la ieșirea din stratul inferior.

$$S''_{16} \approx \pi (D + h_{c1}) l_f \quad [\text{m}^2],$$

în care :

h_{c1} este înălțimea creștăturii statorice, în m.

$$\text{Pentru } \frac{S'_{16}}{S''_{16}} = \dots \Rightarrow \zeta_{arg} = \dots$$

Rezultă deci :

$$Z''_{16} = \frac{\zeta_{arg}}{S_{16}^2}.$$

c) Îngustarea în stratul superior + intrarea sub muchii ușor rotunjite.

$$S'''_{16} \approx S'_{16}; \text{ pentru } \frac{S'_{16}}{S'''_{16}} = \dots \Rightarrow \zeta_{ing} = \dots;$$

pentru muchii ușor rotunjite $\zeta_r = 12,5 \cdot 10^{-2}$.

Rezultă deci :

$$Z'''_{16} = \frac{\zeta_{ing} + \zeta_r}{S_{16}^2}.$$

Rezistența totală la trecerea aerului printre capetele înfășurării statorice este :

$$Z_{16} = Z'_{16} + Z''_{16} + Z'''_{16}.$$

16.2) În cazul înfășurării din conductor rotund (din sîrmă), spațiile dintre bobine sînt obturate de fișii izolante dintre faze și aerul nu mai poate trece printre capetele de bobină, ci îl ocolește ; de aceea se vor lua măsuri ca distanța X să fie suficient de mare pentru a nu obtura trecerea aerului (v. fig. 22.4, a).

Îngustarea în secțiunea X.

$$S_{16} \cong \pi(D + h_{c1})X \quad [\text{m}^2],$$

în care :

X este distanța dintre capătul de bobină stator și deflector, în m.

Pentru $\frac{S_{16}}{S_{15}} = \dots \Rightarrow \zeta_{ing} = \dots$ și deci :

$$Z_{16} = \frac{\zeta_{ing}}{S_{15}^2}.$$

17) Destindere după trecerea de capetele frontale ale înfășurării statorice

$$S_{17} \cong \pi(D + 2h_{c1})(l_s + X) \quad [\text{m}^2].$$

Pentru $\frac{S_{18}}{S_{17}} = \dots \Rightarrow \zeta_{deg} = \dots$ și deci :

$$Z_{17} = \frac{\zeta_{deg}}{S_{17}^2}.$$

OBSERVAȚIE. Pentru un calcul mai exact în cazul 16.1, se impune și considerarea rezistenței aerodinamice corespunzătoare spațiului dintre deflector și capetele frontale ale înfășurării statorice. Acest lucru este necesar, mai ales, în cazul mașinilor de înaltă tensiune, când distanța X (v. fig. 22.4) dintre capetele frontale ale înfășurării și deflector (sau scut) este mai mare (impusă de U_N). Pentru aceasta se calculează mai întâi :

$$S_{16}^{IV} \cong \pi(D + h_{c1})X \quad [\text{m}^2]$$

și corespunzător rapoartelor subunitare :

$$\frac{S_{16}^{IV}}{S_{15}} \dots \text{și} \frac{S_{16}^{IV}}{S_{17}} \dots \Rightarrow \zeta_{ing} \dots \text{respectiv} \zeta_{deg} \dots$$

și :

$$Z_{16}^{IV} = \frac{\zeta_{ing} + \zeta_{deg}}{(S_{16}^{IV})^2}.$$

Rezistențele Z_{16} și Z_{17} se înlocuiesc cu rezistența echivalentă

$$Z_{16E} = \frac{Z_{16}^{IV}(Z_{16} + Z_{17})}{[\sqrt{Z_{16}^{IV}} + \sqrt{(Z_{16} + Z_{17})}]^2}.$$

Calculul simplificat efectuat la punctul 16.1 este acoperitor, deoarece duce la obținerea unei rezistențe mai mari.

18) Intrarea aerului între nervurile carcasi, adică deviere la 135° ($\zeta_c = 32 \cdot 10^{-2}$) + muchii ascutite ($\zeta_{as} = 62 \cdot 10^{-2}$) + îngustare.

$$S_{18} = \pi D_{cp} \dots b_{nc} p n_{nc} \quad [\text{m}^2],$$

în care :

b_{nc} este lățimea nervurii carcasi, în m ;

n_{nc} — numărul de nervuri ale carcasi ;

D_{cp} — (v. fig. 22.4, a), în m.

Pentru $\frac{S_{18}}{S_{17}} = \dots \Rightarrow \zeta_{ing} = \dots$ și deci :

$$Z_{18} = \frac{\zeta_c + \zeta_{as} + \zeta_{ing}}{S_{18}^2}.$$

Rezistența totală a tronsonului III :

$$Z_{tr III} = \sum_{i=13}^{18} Z_i.$$

Tronsonul IV.

19) Deviere la 90° ($\zeta_c = 70 \cdot 10^{-2}$) spre ferestrele laterale de ieșire (fig. 22.4, a).

$$S_{19} = \frac{L_p B_a}{2} \quad [\text{m}^2]$$

și rezultă deci

$$Z_{19} = \frac{\zeta_c}{S_{19}^2}.$$

20) Ieșirea din carcasă, adică deviere la 90° ($\zeta_c = 70 \cdot 10^{-2}$) + lărgirea (destinderea) la ieșirea aerului în exterior (v. fig. 22.4, a).

$$S_{20} = \frac{1}{2} L_p h_p k_i \quad [\text{m}^2],$$

în care pentru k_i vezi calculul lui Z_{11} .

Pentru $\frac{S_{20}}{S_{19}} \cong 0 \Rightarrow \zeta_{deg} = 60 \cdot 10^{-2}$ și deci

$$Z_{20} = \frac{\zeta_c + \zeta_{deg}}{S_{19}^2}.$$

Rezistența totală a tronsonului IV

$$Z_{tr IV} = \sum_{i=19}^{20} Z_i.$$

În schema din figura 22.4, b, H_v reprezintă presiunea produsă de capetele barelor rotorice în mișcare, H_n — presiunea produsă de nervurile rotorice, iar H_d — presiunea produsă de distanțorii rotorici.

B. Ventilație axial-radială unilaterală pentru o mașină electrică în construcție protejată

În cazul acestui sistem de ventilație, aerul intră în mașină (prin ferestrele prevăzute cu plasă sau jaluzele, practicate în scut sau în carcasă) și iese pe la celălalt capăt (prin ferestre asemănătoare).

În figura 22.8, a este prezentată secțiunea longitudinală printr-o mașină asincronă cu rotorul în scurtcircuit, în construcție protejată și cu ventilație axial-radială unilaterală. Aerul este antrenat prin mașină cu ajutorul ventilatorului montat pe arbore, care creează presiunea H_v .

Schema de ventilație detaliată este asemănătoare cu cea din figura 22.4, b, iar calculul rezistențelor aerodinamice se face la fel ca în cazul anterior. Pe tronsonul IV apar însă sursa de presiune H_v și următoarele rezistențe aerodinamice :

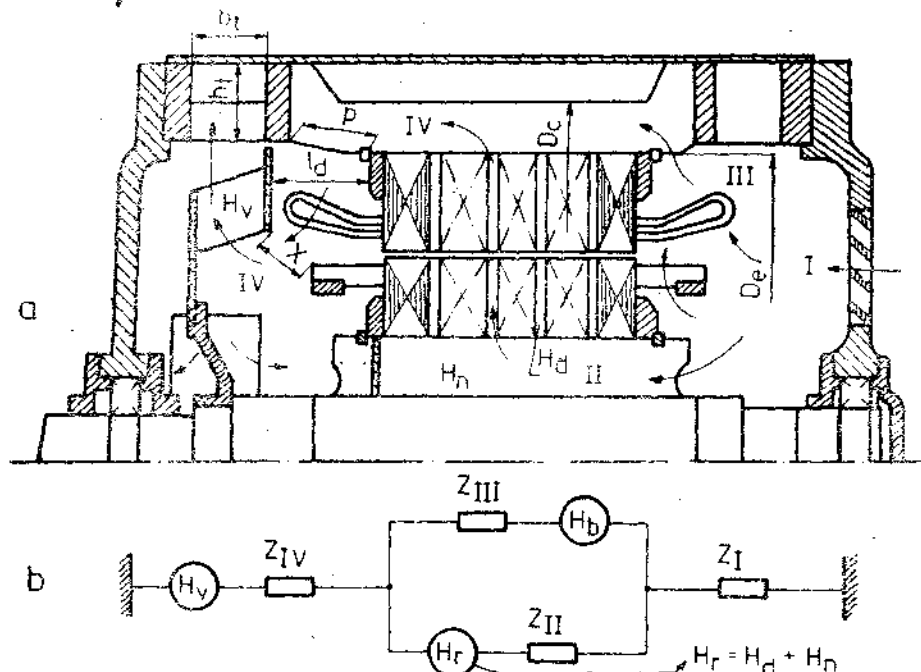


Fig. 22.8. Schema de ventilație a unei mașini electrice asincrone cu ventilație axial-radială unilaterală:

a — schema fizică; b — schema principială.

19) Freecarea aerului de pereții canalelor formate între miezul statoric și carcasă.

$$Z_{19} = \frac{\zeta_{19}}{S_{19}^2 n_{st}^2},$$

în care:

ζ_{19} se calculează cu relația (22.2, a) și în care D_i este dat de relația (22.2, b), pentru următoarele dimensiuni ale canalului aproximativ dreptunghiular:

$$a = \frac{\pi(D_e + D_c)}{2n_{st}} - b_{nc} \quad [\text{m}];$$

$$b = \frac{D_c - D_e}{2} \quad [\text{m}],$$

iar lungimea canalelor se ia:

$$l_i \approx \frac{2}{3} (l_g + 2b_i) \quad [\text{m}],$$

unde:

- l_g — este lungimea geometrică a miezului feromagnetic al statorului, în m;
- b_i — grosimea inelelor de strângere a miezului, în m;
- n_{st} — numărul nervurilor statorice;
- b_{nc} — grosimea nervurilor statorice, în m;
- D_e și D_c — diametrul exterior al miezului statoric și diametrul interior al carcasei, în m;

$$S_{19} = ab \quad [\text{m}^2].$$

20) Trecerea spre capetele bobinelor statorice prin deviere la 135° ($\zeta_c = 32 \cdot 10^{-2}$) și destindere.

$$S_{20} = \pi D_c p - n_{st} b_{nc} p \quad [\text{m}^2];$$

$$S_{21} = \pi D_e l_d \quad [\text{m}^2],$$

în care:

D_c , p și l_d , în m, sînt indicate în figura 22.8, a.

Pentru $\frac{S_{20}}{S_{21}} = \dots \Rightarrow \zeta_{larg} = \dots$ și deci:

$$Z_{20} = \frac{\zeta_c + \zeta_{larg}}{S_{20}^2}.$$

21) Trecerea prin spațiile dintre capetele bobinelor statorice (v. Z_{16} de la punctul A).

22) Destinderea după trecerea de capetele frontale (v. Z_{17} de la punctul A).

23) Deviere la 135° ($\zeta_c = 32 \cdot 10^{-2}$), pentru intrare în ventilator:

$$Z_{23} = \frac{\zeta_c}{S_{23}^2},$$

în care:

$$S_{23} = \pi D X \quad [\text{m}^2],$$

unde D este diametrul rotorului, iar X conform figurii 22.8, a, în m.

24) Intrarea și trecerea aerului prin ventilator, adică îngustare sau lărgire la intrare + muchii ascuțiți ($\zeta_{as} = 62 \cdot 10^{-2}$) + lărgirea în ventilator.

Secțiunea la intrarea în ventilator:

$$S_{24} = 0,92 \pi D_2 b \quad [\text{m}^2]$$

și la ieșirea din ventilator:

$$S_{25} = 0,92 \pi D_1 b \quad [\text{m}^2],$$

în care D_1 , D_2 și b , în m, sînt dimensiunile ventilatorului conform figurii 22.3.

Pentru $\frac{S_{24}}{S_{25}}$ sau $\frac{S_{23}}{S_{24}} = \dots \Rightarrow \zeta_{ing(larg)} = \dots$, iar pentru $\frac{S_{24}}{S_{25}} = \dots \Rightarrow \Rightarrow \zeta_{larg} = \dots$ și deci:

$$Z_{24} = \frac{\zeta_{ing(larg)} + \zeta_{as} + \zeta_{larg}}{S_{24}^2 (\text{sau } S_{25})}.$$

25) Cot la 90° ($\zeta_c = 70 \cdot 10^{-2}$) spre ferestrele de ieșire din mașină:

$$Z_{25} = \frac{\zeta_c}{S_i^2},$$

în care (v. fig. 22.8):

$$S_i = b_i h_i \quad [\text{m}^2]$$

este secțiunea tronsonului din carcasă care conduce aerul spre ferestrele de ieșire din mașină.

OBSERVAȚIE. S-a presupus că aerul, după ce iese din ventilator, intră direct în tronsonul carcasei. Dacă bușă mai are o destindere (în spațiul dintre ventilator și tronsonul carcasei), atunci trebuie considerate încă o destindere la ieșirea din ventilator și o îngustare la intrarea în tronsonul carcasei, caz în care rezistența aerodinamică devine

$$Z_{25} = \frac{\zeta_{larg}}{S_{25}^2} + \frac{\zeta_{dest} + \zeta_r}{S_1^2}$$

26) Ieșirea din carcasă, adică deviere la 90° și lărgirea la ieșirea aerului în exterior (v. Z_{26} de la punctul A).

În figura 22.8, b este prezentată schema de ventilație simplificată, în care rezistențele aerodinamice conectate în serie pe cele patru tronsoane sînt înlocuite cu rezistențele echivalente $Z_I \dots Z_{IV}$ (fără indicele „tronson”).

C. Ventilație axial-radială a unei mașini de curent continuu

În figura 22.9 este dată construcția tipică a acestui gen de mașini, cu circulația aerului și cu schema principală de ventilație pe tronsoane.

Schema principală de ventilație reală, dată în figura 22.9, b, este greu de rezolvat.

De aceea, avînd în vedere observațiile de ordin practic și anume că:

- 1) $Z_{III2} = Z_{III3} = Z_{III4} = Z_{III5}$ sînt neglijabile față de Z_{III1} și Z_V ;
- 2) $Z_{II2} = Z_{II3} = Z_{II4} = Z_{II5}$ sînt neglijabile față de Z_{II1} și Z_V ;
- 3) $Z_{IV1} = Z_{IV2} = Z_{IV3} = Z_{IV4} = Z_{IV5}$.

schema se poate simplifica conform figurii 22.10,

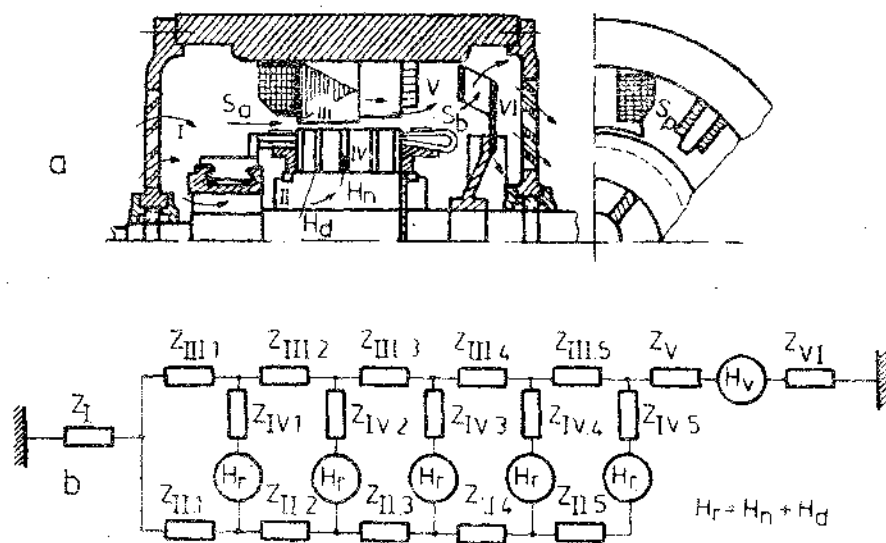


Fig. 22.9. Schema de ventilație axial-radială a unei mașini de curent continuu: a — schema fizică; b — schema principală.

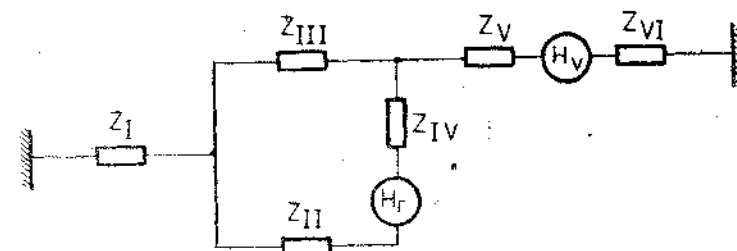


Fig. 22.10. Schema principală de ventilație din figura 22.9, b, însă simplificată (echivalentă).

în care:

$$Z_{II} = Z_{II1}; Z_{III} = Z_{III1}; Z_{IV} = \frac{Z_{IV1}}{n_r^2};$$

n_r — este numărul canalelor de ventilație (inclusiv canalele cu degete de presare de la marginile miezului);

$H_r = H_n + H_d$ — presiunea dată de nervurile arborelui și distanțori, ca ventilator, în Pa;

H_v — presiunea ventilatorului, în Pa.

Cu această aproximație, schema din fig. 22.10 este similară cu cea din figura 22.8, b, în care $H_r = 0$.

Calculul rezistențelor aerodinamice pentru tronsoanele de intrare Z_I de ieșire prin ventilator Z_{VI} și pentru rotor Z_{II} și Z_{IV} , sînt similare cu cele de la punctul A.

Determinarea rezistențelor aerodinamice pentru stator Z_{III} și Z_V se face astfel:

Se notează cu S_p secțiunea totală dintre poli și cu S_a și S_b secțiunea înainte de intrare, respectiv după ieșirea aerului dintre poli, în m^2 .

• Îngustare la intrarea aerului între bobinele polilor principali și auxiliari + muchii rotunjiți ($\zeta_r = 12,5 \cdot 10^{-2}$).

Pentru $\frac{S_b}{S_p} = \dots \Rightarrow \zeta_{ing} = \dots$ și deci

$$Z_{III} = \frac{\zeta_r + \zeta_{ing}}{S_p^2}$$

• Destindere la ieșirea dintre poli.

Pentru $\frac{S_p}{S_b} = \dots \Rightarrow \zeta_{larg} = \dots$ și deci:

$$Z_V = \frac{\zeta_{larg}}{S_b^2}$$

D. Ventilație axial-radială pentru o mașină sincronă cu poli aparenti pe rotor

Schema și calculul rezistențelor aerodinamice sînt similare cu ale motorului asincron (v. fig. 22.4), unde efectul de ventilator al distanțorilor rotorului (H_d) este înlocuit cu cel al polilor. Înălțimea polului, ca paletă de ventilator, se ia aproximativ $2/3 (h_m + h_p)$, în care:

h_m — este înălțimea corpului polului;

h_p — înălțimea piesei polare.

E. Calculul ventilației unei mașini închise (IP 44) având carcasa cu nervuri

Construcția și sistemul de ventilație sînt indicate în figura 22.11.

În interiorul mașinii există o ventilație locală (o mișcare a aerului) care preia căldura de la părțile active și o transportă prin convecție spre carcasă, scuturi etc.

Totodată, căldura de la miezul magnetic al statorului mașinii este transportată spre carcasă și prin conducție.

Carcasa prevăzută cu nervuri, constituie un schimbător de căldură aer-aer.

Printre nervurile carcasei (la exterior) se suflă un curent de aer, care intensifică răcirea mașinii.

În general, calculul ventilației interioare nu este necesar.

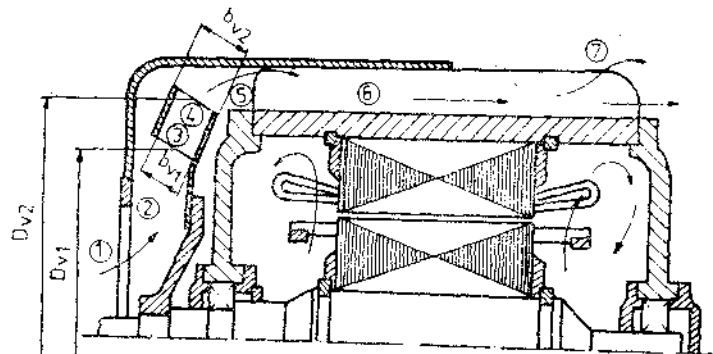
Rezistențele aerodinamice, corespunzătoare circuitului exterior de aer sînt : (v. notațiile încercuite din figura 22.11, a) :

1) Intrarea aerului în scutul exterior (apărătoare) — Z_1 .

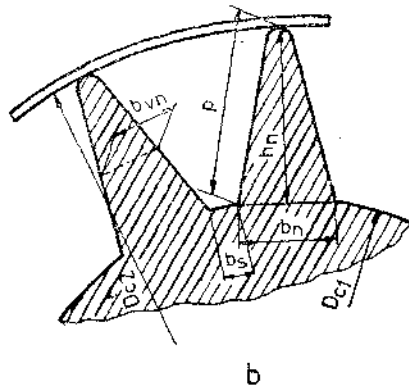
2) Destinderea după intrare Z_2 .

3) Intrarea în ventilator cu muchii ascuțite + deviere la 135° — Z_3 ,
pentru care :

$$S_3 = \pi D_{c1} b_{r1} \quad [\text{m}^2].$$



a



b

Fig. 22.11. Sistemul de ventilație a unei mașini electrice închise (a), cu secțiune transversală prin nervurile exterioare ale carcasei (b).

4) Lărgirea în ventilator — Z_4 , pentru care :

$$S_4 = \pi D_{c2} b_{r2} \quad [\text{m}^2] \quad \left(\zeta_{lar} \text{ rezultă pentru } \frac{S_3}{S_4} \right).$$

5) Treccrea spre carcasă prin deviere la 135° + îngustare între nervurile carcasei (v. fig. 22.11, b) — Z_5 , pentru care :

$$S_5 = \frac{\pi}{4} (D_{c2}^2 - D_{c1}^2) - n_n \frac{b_{cn} b_n}{2} \quad [\text{m}^2] \quad \left(\zeta_{ing} \text{ rezultă pentru } \frac{S_3}{S_4} \right),$$

unde :

n_n este numărul de nervuri exterioare ;

b_{cn} — grosimea medie a nervurii.

6) Freccrea de pereții nervurilor $Z_6 = \frac{\zeta_6}{S_5^2}$.

unde :

$$\zeta_6 = k_{fr} \frac{l}{D} 10^{-2};$$

cu :

$$D = \frac{4S_5}{n_n(2p + b_n) + \pi D_{c2}} \quad (\text{v. fig. 22.11});$$

l este lungimea totală a nervurilor, iar

$k_{fr} = 6,25$.

7) Destindere în atmosferă — Z_7 .

22.3.2. CALCULUL PRESIUNILOR

Circulația aerului în mașinile electrice se poate realiza cu ajutorul unui ventilator care face parte integrantă din mașină (ventilator integrat), cu ajutorul unor elemente constructive ale rotorului care joacă rol de ventilator (nervuri, capete ale barelor rotorice, distanțoare între pachetele miezului, poli aparenti, palete speciale) sau cu ajutorul unui ventilator separat, cu acționare independentă (ventilație forțată).

În general, în cazul mașinilor electrice rotative, cu autoventilație se pot considera următoarele surse de presiune :

a) ventilatorul propriu-zis montat pe arborele mașinii (fig. 22.8, a, fig. 22.9, a și fig. 22.11), în majoritatea cazurilor de tip radial (v. paragraful 5.12.1), care creează presiunea H_d , al cărei calcul se face cu relațiile 22.8 și 22.6, a ;

b) distanțoarele canalelor de ventilație radială ale rotorului (v. fig. 22.8, a, fig. 22.9), care creează presiunea :

$$H_d = \gamma_{da} \gamma (u_1^2 - u_2^2) \quad [\text{Pa}], \quad (22.14)$$

în care :

$\gamma_{da} = 0,25 \div 0,3$ este randamentul aerodinamic al distanțorilor ca ventilator ;

$u_1 = \frac{\pi D n}{60} \quad [\text{m/s}]$ — viteza periferică exterioară a distanțorilor, în m/s ;

$u_2 = \frac{\pi D_{in} n}{60} \quad [\text{m/s}]$ — viteza periferică interioară a distanțorilor, în m/s ;

D_{in} , D , n sînt diametrele interior și exterior ale miezului rotorice, în m (v. fig. 22.6), respectiv turația, în rot/min, iar γ are semnificația din relația (22.6, a) ;

c) nervurile rotorice sudate pe arbore (v. fig. 22.4, a, fig. 22.8, a și 22.9) determină presiunea:

$$H_n = \gamma_n (u_1^2 - u_2^2) \quad [\text{Pa}], \quad (22.15)$$

unde (v. fig. 22.6):

$$\gamma_n \approx 0,25;$$

$$u_1 = \frac{\pi D_n n}{60} \quad [\text{m/s}];$$

$$u_2 = \frac{\pi(D_n - 2g)n}{60} \quad [\text{m/s}];$$

$g \approx (0,2 + 0,3)h_r$ [m] este deschiderea pe care trebuie să o aibă ventilatorul format de nervuri, în partea inferioară;

D_n diametrul arborelui în dreptul nervurilor, în m, iar celelalte mărimi au semnificația de la punctul a;

d) capetele barelor rotorului în scurtcircuit (fig. 22.4, a, fig. 22.8, a și fig. 22.11) sau paletele speciale montate la capetele rotorului (în general la mașinile sincrone cu poli aparenti, de turatie redusă), determină presiunea:

$$H_b = \gamma_b (u_1^2 - u_2^2) \quad [\text{Pa}], \quad (22.16)$$

unde (v. fig. 22.6):

$$\gamma_b \approx 0,25;$$

$$u_1 = \frac{\pi D_b n}{60} \quad [\text{m/s}];$$

$$u_2 = \frac{\pi D_{b1} n}{60} \quad [\text{m/s}];$$

cu D_b și D_{b1} conform figurii 22.6, în m;

e) polii aparenti ai rotorului mașinilor sincrone (fig. 14.4) determină presiunea:

$$H_p = \gamma_p (u_1^2 - u_2^2) \quad [\text{Pa}], \quad (22.16, a)$$

unde:

$$\gamma_p \approx 0,25,$$

$$u_1 = \frac{\pi(D - 2\delta)n}{60} \quad [\text{m/s}];$$

$$u_2 = \frac{\pi \left[D - 2\delta - \frac{2}{3}(h_m + h_p) \right] n}{60} \quad [\text{m/s}],$$

iar D , δ , h_m și h_p sînt diametrul interior al statorului, înțrefierul, înălțimea corpului polilor și înălțimea piesei polare, în m.

22.3.3. CALCULUL DEBITELOR DE AER

Acest calcul presupune rezolvarea schemei de ventilație în raport cu debitele de aer prin diferitele tronsoane, cunoscându-se valorile presiunilor create de surse și valorile rezistențelor aerodinamice.

A. Ventilație axial-radială unilaterală pentru o mașină electrică în construcție protejată

Schema de ventilație pentru o astfel de mașină este reprezentată în figura 22.8.

Notînd:

$$Z_V = Z_I + Z_{IV},$$

scheme de ventilație principală din figura 22.8, b se poate reprezenta ca în figura 22.12, pentru care se pot scrie relațiile:

$$\begin{aligned} Z_{III}Q_b^2 + Z_V Q^2 &= H_b + H_r; \\ Z_{II}Q_r^2 + Z_V Q^2 &= H_r + H_r; \\ Q_b + Q_r &= Q. \end{aligned} \quad (22.17)$$

Făcînd notațiile:

$$A = \frac{(Z_{III}Z_{IV} + Z_{II}Z_V + Z_{III}Z_V)\sqrt{Z_{II}}}{2Z_{II}Z_V} = 0; \quad (22.18)$$

$$C = \frac{(Z_{II} + Z_V)H_b + Z_{II}H_r + Z_V H_r}{2Z_{II}Z_V}; \quad (22.18, a)$$

$$y = Q_b^2; \quad (22.18, b)$$

se obține ecuația de gradul doi:

$$(A^2 - Z_{III})y^2 + (2AC + H_r - H_b)y + C^2 = 0, \quad (22.19)$$

al cărui discriminant:

$$\Delta = (H_r - H_b)^2 + 4Z_{III}C^2 + 4AC(H_r - H_b) \quad (22.20)$$

este, în majoritatea cazurilor, pozitiv.

Din (22.19) rezultă:

$$y_{1,2} = \frac{2AC + H_r - H_b \pm \sqrt{\Delta}}{2(A^2 - Z_{III})} \quad (22.21)$$

și considerînd valoarea pozitivă cea mai mare a soluțiilor y_1, y_2 , se determină, din relația (22.18, b):

$$Q_b = \sqrt{y} \quad [\text{m}^3/\text{s}]. \quad (22.22)$$

Din principiile două ecuații ale sistemului (22.17) se obține (prin scăderea lor) relația:

$$Z_{III}Q_b^2 - Z_{II}Q_r^2 = H_b - H_r,$$

de unde rezultă debitul:

$$Q_r = \frac{1}{\sqrt{Z_{II}}} \sqrt{Z_{III}Q_b^2 - H_b + H_r} \quad [\text{m}^3/\text{s}]. \quad (22.23)$$

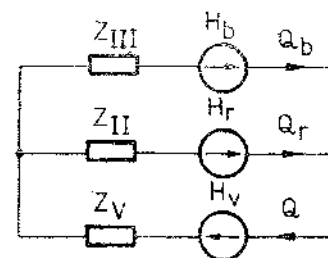


Fig. 22.12. Varianta de reprezentare a schemei din figura 22.8, b.

Din relația a treia a sistemului (22.17) rezultă :

$$Q = Q_b + Q_r \quad [\text{m}^3/\text{s}], \quad (22.24)$$

unde Q_b și Q_r sunt determinate cu ajutorul relațiilor (22.22) și (22.23).

Este necesar ca valoarea debitului total, determinată cu relația (22.24), să fie cu puțin mai mare sau egală cu valoarea obținută conform relației (22.9). Dacă această condiție nu este îndeplinită, se modifică diametrele D_1 și D_2 ale ventilatorului (fig. 22.3), astfel, încît să se obțină o valoare mai mare pentru presiunea H_c , determinată cu relația (22.6, a) și (22.8), sau/și se reduce valoarea impedanțelor echivalente pe tronsoane prin mărirea secțiunilor de trecere a aerului.

OBSERVAȚII.

1) Cu valorile obținute pentru debitele Q_b , Q_r și Q trebuie să se verifice relațiile sistemului (22.17), deoarece este posibil ca relațiile (22.21), (22.22) și (22.23), să dea valori care nu verifică ecuațiile inițiale : aceste valori nu vor fi luate în considerare (la rezolvarea sistemului (22.17) s-a folosit ridicarea la pătrat, care poate introduce soluții noi).

2) În cazul sistemului de ventilație folosit la mașina din figura 22.8, a, se poate considera $H_b \approx 0$, deoarece capetele de bare rotorice din partea opusă ventilatorului și de aceeași parte cu ventilatorul determină presiunea H_b de același sens, respectiv în sens opus față de H_c .

3) La mașinile cu ventilație axială (cu canale axiale în miezul feromagnetic sau cu spațiu de circulație a aerului între miez și carcasă, respectiv între miez și arbore) presiunile H_r și H_b sînt nule.

B. Ventilație axial-radială bilaterală pentru o mașină electrică în construcție protejată

Se consideră mașina din figura 22.4, a, la care aerul de răcire este antrenat doar de efectul de ventilator al capetelor barelor rotorice și al nervurilor și distanțoarelor de pe rotor (v. punctele b, c și d de la paragraful 22.3.2).

Schema de ventilație simplificată este la fel cu cea din figura 22.12, cu deosebirea că nu apare presiunea H_r (mașina nu are ventilator propriu-zis).

Debitele Q_b , Q_r și Q prin tronsoanele III, II și V, respectiv I și IV din figura 22.4, b, se determină cu ajutorul relațiilor (22.22), (22.23) și (22.24), cu observația că în relația (22.18, a) se ia $H_r = 0$.

În cazul cînd debitul de aer Q determinat mai sus (care intră și iese din mașină) este mai mic decît cel calculat cu relația (22.9) pentru $\frac{\Sigma P'}{2}$ (adică pentru o jumătate de mașină), se impune micșorarea rezistențelor echivalente pe tronsoane, prin mărirea secțiunilor sau schimbarea soluției constructive.

C. Ventilație axial-radială pentru o mașină de curent continuu

Se consideră mașina din figura 22.9, a cărei schemă echivalentă simplificată este dată în figura 22.10.

Dacă se fac notațiile :

$$Z'_{II} = Z_{II} + Z_{IV}, \quad (22.25)$$

$$Z'_V = Z_I + Z_V + Z_{VI},$$

se obține schema echivalentă din figura 22.13, asemănătoare cu cea din figura 22.12, însă cu $H_b = 0$. S-a notat cu Q_p , debitul de aer printre poli statorici.

Calculul debitelor de aer se face cu relațiile de la punctul A de mai sus (al aceluiași paragraf) în care se înlocuiesc Z_{II} cu Z'_{II} , Z_V cu Z'_V , Q_b cu Q_p și $H_b = 0$.

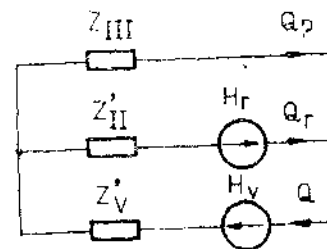


Fig. 22.13. Schema echivalentă, simplificată, de ventilație a mașinii de curent continuu din figura 22.10.

D. Ventilație axial-radială pentru o mașină sincronă cu poli aparenti pe rotor

În figura 14.4, a, este reprezentat ansamblul general al unei mașini sincrone cu poli aparenti, în construcție protejată. Corespunzător traseelor de circulație a aerului prin mașină (v. secțiunea longitudinală) se poate reprezenta schema de ventilație simplificată din figura 22.14. Rezistențele pe tronsoanele I - VI se calculează la fel ca la punctul B de la paragraful 22.3.1, iar presiunea H_r este cea creată de poli, calculată cu relația (22.16, a).

Pentru simplificarea calculelor, se consideră că tot aerul care intră în spațiul dintre poli (pe tronsonul II a) este refulat prin canalele radiale ale statorului (prin tronsonul IV). Deci, spațiul dintre poli în partea ventilatorului se consideră obturat. În acest fel, în schema din figura 22.14 se elimină latura ce conține impedanța Z_{IIb} ($Z_{IIb} \rightarrow \infty$) și se obține o schemă asemănătoare cu cea din figura 22.10, pentru care debitele Q , Q_r și Q_s se calculează la fel ca în cazul schemei din figura 22.13 (punctul C de la acest paragraf) în care :

$$Z'_{II} = Z_{IIIa} + Z_{IV};$$

$$Z'_V = Z_I + Z_{IIIb} + Z_V + Z_{VI}; \quad (22.26)$$

$$Q_p = Q_s.$$

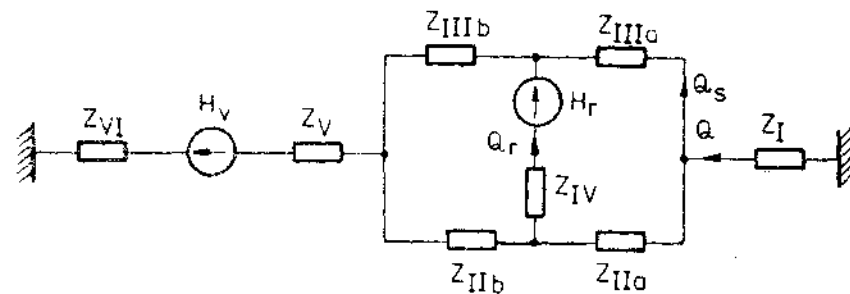


Fig. 22.14. Schema echivalentă, simplificată, de ventilație a mașinii sincrone cu poli aparenti, din figura 14.4, a.

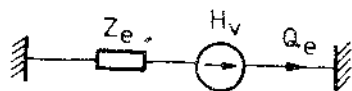


Fig. 22.15. Schema echivalentă, simplificată, de ventilație exterioară a mașinii închise din figura 22.11.

E. Ventilația exterioară a unei mașini electrice închise

Corespunzător secțiunii longitudinale prin mașina asincronă închisă (protecție IP 44) din figura 22.11, pentru circuitul de aer exterior se poate întocmi schema de ventilație simplificată din figura 22.15, în care:

$$Z_e = Z_1 + Z_2 + \dots + Z_7,$$

iar rezistențele $Z_1 \dots Z_7$ se calculează conform indicațiilor menționate la punctul E al paragrafului 22.3.1.

Din această schemă se obține debitul exterior:

$$Q_e = \sqrt{\frac{H_v}{Z_e}} \quad [\text{m}^3/\text{s}], \quad (22.27)$$

care trebuie să fie mai mare sau egal cu cel determinat cu ajutorul relației (22.9).

Presiunea H_v creată de ventilatorul exterior se determină cu relațiile (22.6, a b și c) și (22.8), în care D_1 și D_2 se înlocuiesc cu D_{12} și respectiv D_{21} din figura 22.11, a.

22.4. VITEZELE AERULUI ÎN PORȚIUNILE CARE INTERVIN ÎN CALCULUL ÎNCĂLZIRII

1) În întrefier, practic se poate considera că viteza aerului antrenat de rotor este jumătate din viteza periferică a rotorului:

$$v_8 \approx 0,5v_r \quad [\text{m/s}], \quad (22.28)$$

în care:

v_r este viteza periferică a rotorului la turația respectivă, în m/s.

2) În canalele radiale de ventilație, însă în dreptul bobinelor (v. paragraful 22.3.1 A, punctele 8 și 9):

— în dreptul bobinelor rotorice:

$$v_{d1} = Q_r/S_8'' \quad [\text{m/s}]; \quad (22.29)$$

— în dreptul bobinelor statorice:

$$v_{d1} = Q_r/S_9 \quad [\text{m/s}], \quad (22.29, a)$$

3) În restul spațiilor canalelor radiale de ventilație: ale rotorului, înainte de intrare printre bobine:

$$v_{d2} = Q_r/S_7 \quad [\text{m/s}]; \quad (22.29, b)$$

— ale statorului, după trecerea printre bobine:

$$v_{d3} = Q_r/S_{10} \quad [\text{m/s}], \quad (22.29, c)$$

4) La exteriorul miezului feromagnetic al statorului:

— la ventilație axial-radială bilaterală:

$$v_r = Q/S_{12} \quad [\text{m/s}]; \quad (22.30)$$

— la ventilație axial-radială unilaterală (v. paragraful 22.3.1 B, punctul 19):

$$v_r = \frac{Q}{2a_{10}S_{10}} \quad [\text{m/s}], \quad (22.30, a)$$

OBSERVAȚIE. Analog se calculează și vitezele în canalele radiale ale miezului feromagnetic al rotorului și la interiorul miezului feromagnetic al rotorului.

5) La partea inferioară a capetelor de bobină stator:

$$v_{11} \approx v_8 \quad [\text{m/s}], \quad (22.31)$$

6) Printre părțile frontale ale bobinelor statorice

$$v_{12} = Q_r/S_{16}'' \quad [\text{m/s}], \quad (22.32)$$

7) În părțile interioare ale bobinelor de înaltă tensiune (între straturi) și în partea exterioară:

$$v_{13} \approx 0,8v_{12} \quad [\text{m/s}], \quad (22.33)$$

8) La capetele de bobină din conductor rotund (din sîrmă):

$$v_{14} = Q_b/S_{16} \quad [\text{m/s}], \quad (22.34)$$

S_{16} fiind suprafața de trecere a aerului pentru acest tip de înfășurare, în m².

9) Între poli mașinii de curent continuu (v. figura 22.9, a și punctul C de la paragraful 22.3.3)

$$v_p = \frac{Q_p + Q_p^2}{S_p} \quad [\text{m/s}], \quad (22.35)$$

10) Între poli mașinii sincronice cu poli ajunși. Conform schemei din figura 22.11, viteza medie a aerului între poli va fi:

$$v_p = Q_p/2S_p \quad [\text{m/s}], \quad (22.36)$$

în care:

S_p este suprafața liberă dintre poli, similară cu cea de la mașinile de curent continuu, în m².

11) Între nervurile exterioare ale carcасelor mașinilor închise (v. punctul E de la paragrafele 22.3.1 și 22.3.3):

$$v_a = Q_e/S_a \quad [\text{m/s}], \quad (22.37)$$

în care:

Q_e este debitul de aer exterior pentru răcire, în m³/s.

Capitolul 23. CALCULUL TERMIC AL MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE

23.1. NOȚIUNI GENERALE DESPRE TRANSMISIA CALDURII ȘI SCHEME TERMICE

Calculul termic al mașinilor electrice se execută cu scopul de a stabili încălzirile (depășirile de temperatură sau supratemperaturile) în diferitele părți ale mașinii față de temperatura mediului ambiant, la un regim dat de funcționare a mașinii.

Încălzirile sînt limitate de durata de serviciu a izolațiilor folosite în mașinile electrice, care scade foarte mult odată cu creșterea temperaturii.

După stabilitatea lor termică, materialele izolanse se împart în clase de izolații ale căror limite de încălzire sînt indicate în STAS 1893/1-87 (v. cap. 3, tabelul 3.1).

Lucrarea de față se va ocupa numai de funcționarea în regim de lungă durată a mașinilor și, ca atare, încălzirile determinate sînt cele stabilizate.

Datorită pierderilor ce apar în materialele active, în mașină se dezvoltă o cantitate de căldură ce trebuie evacuată spre mediul exterior, cu scopul limitării încălzirii.

Cantitatea de energie termică care trece printr-o suprafață dată S în unitatea de timp se numește *flux caloric*, Q .

Se observă că fluxul caloric Q , exprimat în J/s, este numeric egal cu pierderile P în W, care determină căldura într-o parte oarecare a mașinii.

De aceea, în continuare, în locul fluxului caloric Q , în relațiile folosite se va lucra direct cu pierderile P , în wați.

Transmisia căldurii prin masă sau de pe suprafața unui corp depinde de anumite caracteristici proprii ale corpului și de diferența de temperatură (încălzirea) a lui față de mediul către care se transmite căldura.

În analogie cu rezistența electrică față de curentul electric dintr-un circuit, la efectuarea calculelor termice se va folosi noțiunea de *rezistență termică*, R față de fluxul de căldură Q , exprimat în wați.

Se poate determina astfel, pe baza analogiei adoptate, căderea de temperatură θ în masă sau pe suprafața unui corp, corespunzătoare fluxului caloric Q (sau pierderilor P) cu relația:

$$\theta = PR \quad [^{\circ}\text{C}], \quad (23.1)$$

în care R este rezistența termică a corpului opusă fluxului caloric (în masă sau la suprafața acestuia), în $^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

Cum s-a mai menționat în lucrare, se folosește următoarele notații:

ϑ — temperatura corpului, în $^{\circ}\text{C}$;

$\theta = \vartheta_1 - \vartheta_2$ — căderea de temperatură, supratemperatura sau încălzirea corpului, în $^{\circ}\text{C}$.

Exemplu.

Dacă: ϑ_1 este temperatura unui corp și

ϑ_2 — temperatura mediului ambiant (exterior),

atunci încălzirea corpului (supratemperatura) față de mediul ambiant este $\theta_1 = \vartheta_1 - \vartheta_2$.

Pe baza relației (23.1) este posibil să se lucreze cu *scheme termice* echivalente (v. de exemplu fig. 23.5), cu ajutorul cărora, pentru anumite valori ale rezistențelor termice și pierderilor, rezultă încălzirea θ .

Modul de rezolvare a schemelor termice, în funcție de conexiunea rezistențelor termice (serie, paralel sau mixtă), este identic cu cel al schemelor electrice.

În cele ce urmează se vor prezenta expresiile rezistențelor termice în funcție de modurile de transmisie a căldurii și de structura corpurilor întâlnite în construcția mașinilor electrice.

23.1.1. TRANSMISIA CALDURII PRIN MASA CORPURILOR (CONDUCTIBILITATE)

a) În cazul unei plăci din material omogen, pornind de la relația (23.1), se obține:

$$\theta_{\lambda} = PR_{\lambda} \quad [^{\circ}\text{C}], \quad (23.2)$$

în care rezistența termică prin conductibilitate față de fluxul caloric $Q = P$ este:

$$R_{\lambda} = \frac{\beta}{\lambda S} \quad [^{\circ}\text{C}/\text{W}]. \quad (23.2, a)$$

În relațiile de mai sus s-au folosit următoarele notații:

θ_{λ} — căderea de temperatură pe grosimea plăcii prin care se transmite căldura, în $^{\circ}\text{C}$;

P — fluxul caloric (pierderile) care se transmite prin placă respectivă, în W;

β — grosimea plăcii (stratului), prin care se face transmisia căldurii, în cm;

S — suprafața, în cm^2 , prin care trece fluxul caloric P ;

λ — conductibilitatea termică a corpului, în $\frac{\text{W}}{\text{cm}^{\circ}\text{C}}$.

b) În cazul unei plăci din mai multe materiale diferite (stratificat), ca în figura 23.1, încălzirea totală θ este egală cu suma căderilor de temperatură parțiale:

$$\theta = \theta_1 + \theta_2 + \theta_3 = R_1P + R_2P + R_3P = (R_1 + R_2 + R_3)P = R_eP. \quad (23.3)$$

Dacă pentru fiecare strat, expresia rezistenței termice este cea dată de relația (23.2, a), atunci pentru rezistența termică echivalentă R_e se obține:

$$R_e = \frac{\beta_1}{\lambda_1 S} + \frac{\beta_2}{\lambda_2 S} + \frac{\beta_3}{\lambda_3 S} \quad [^{\circ}\text{C}/\text{W}], \quad (23.4)$$

de unde rezultă conductibilitatea medie echivalentă a plăcii stratificate:

$$\lambda_e = \frac{\beta}{\frac{\beta_1}{\lambda_1} + \frac{\beta_2}{\lambda_2} + \frac{\beta_3}{\lambda_3}} \quad [\text{W}/\text{cm}^{\circ}\text{C}], \quad (23.4, a)$$

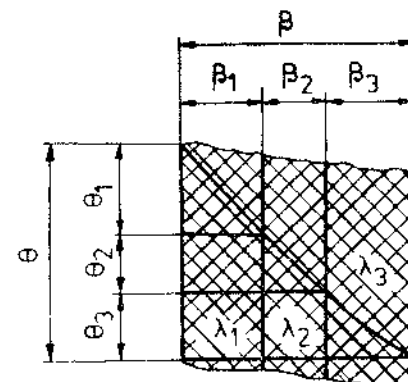


Fig. 23.1. Căderea de temperatură pe grosimea unei plăci stratificate, din mai multe materiale.

în care :

$\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_3$ este grosimea totală a plăcii stratificate, în cm ;
 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ — conductibilitățile termice ale fiecărui strat în parte, în W/cm°C ;

$\beta_1, \beta_2, \beta_3$ — grosimile fiecărui strat în parte, în cm.

Asemenea situații se întâlnesc frecvent la izolațiile bobinelor (în creștătură, la capetele de bobină etc.).

În anexa 13 se dau conductibilitățile termice, în W/m°C, pentru cele mai uzuale materiale electrotehnice folosite în construcția mașinilor electrice ($1 \text{ W/m°C} = 10^{-2} \text{ W/cm°C}$).

23.1.2. TRANSMISIA CĂLDURII PRIN SUPRAFAȚA CORPURILOR (RADIATIE ȘI CONVECȚIE)

Căderea de temperatură (încălzirea) θ_a față de mediul înconjurător se determină cu o relație asemănătoare cu relația (23.1) :

$$\theta_a = PR_\alpha \text{ } [^\circ\text{C}], \quad (23.5)$$

în care rezistența termică pe suprafața corpului față de fluxul caloric P este :

$$R_\alpha = \frac{1}{\alpha S} \text{ } [^\circ\text{C/W}], \quad (23.5, a)$$

unde :

S este suprafața încălzită la temperatura θ_a , prin care se evacuează cantitatea de căldură rezultată din pierderile P , în cm^2 ;

α — coeficientul de transmisie a căldurii pe suprafața corpului, în $\text{W/cm}^2 \text{ } ^\circ\text{C}$.

a) Pentru diferite suprafețe, coeficientul de transmisie a căldurii, în cazul aerului liniștit, este dat în tabelul 23.1.

Tabelul 23.1

Valorile coeficientului de transmisie a căldurii α_0 ,
pe suprafața corpurilor nesuflate

$\alpha_0 = 1,42 \cdot 10^{-3} \text{ W/cm}^2 \text{ } ^\circ\text{C}$	Suprafețe de fontă și oțel, chituite (suprafețe de carcase)
$\alpha_0 = 1,67 \cdot 10^{-3} \text{ W/cm}^2 \text{ } ^\circ\text{C}$	Suprafețe de fontă și oțel, nechituite
$\alpha_0 = 1,33 \cdot 10^{-3} \text{ W/cm}^2 \text{ } ^\circ\text{C}$	Suprafețe de cupru sau alamă și ale bobinelor impregnate sau lăcuite

b) Coeficientul de transmisie a căldurii în cazul suprafețelor descoperite și suflate cu aer este dat de relația :

$$\alpha_c = \alpha_0(1 + k\sqrt{v}) \text{ } [\text{W/cm}^2 \text{ } ^\circ\text{C}], \quad (23.6)$$

în care :

v este viteza aerului care suflă suprafața, în m/s ;

α_0 — coeficientul de transmisie a căldurii în cazul aerului liniștit, luat din tabelul 23.1 ;

k — coeficientul intensității de suflare, care este dat în tabelul 23.2

Tabelul 23.2

Valorile coeficientului intensității de suflare k

Denumirea suprafeței și felul suflării	k
Suprafață suflată în modul cel mai perfect	1,3
Suprafața legăturilor frontale ale înfășurării indusului	1,0
Suprafața părții active a indusului	0,8
Suprafața bobinelor de excitație	0,8
Suprafața colectorului	0,6
Suprafața exterioară a carcasei	0,5

c) Coeficientul de transmisie a căldurii pe o suprafață închisă și suflată se determină, ținând cont și de încălzirea aerului în lungul suprafeței sau conductei (mașinii), cu relația :

$$\alpha_t = \alpha_0(1 + k\sqrt{v})(1 - 0,5a) \text{ } [\text{W/cm}^2 \text{ } ^\circ\text{C}], \quad (23.7)$$

cu

$$a = \frac{\theta'_{aer}}{\theta_a}, \quad (23.7, a)$$

în care :

θ'_{aer} este încălzirea aerului în porțiunea respectivă din mașină, în $^\circ\text{C}$;

θ_a — încălzirea suprafeței suflate de aer, în $^\circ\text{C}$.

Pentru încălzirile totale ale aerului în mașinile electrice, când $\theta'_{aer} = \theta_{aer}$, admitînd ca valori medii $\theta_{aer} = 35 \div 40^\circ\text{C}$ și :

$\theta_a = 70^\circ\text{C}$ — pentru izolație de clasă B, respectiv

$\theta_a = 90^\circ\text{C}$ — pentru izolație de clasă F, rezultă :

$$a \approx \frac{40}{70} = 0,560, \text{ pentru izolație clasă B ;}$$

$$a \approx \frac{40}{90} = 0,440, \text{ pentru izolație clasă F.}$$

d) În cazul transmisiei căldurii în canalele axiale și radiale ale mașinilor electrice, coeficienții de transmisie se vor lua din diagramele indicate în figurile 23.2 și 23.3.

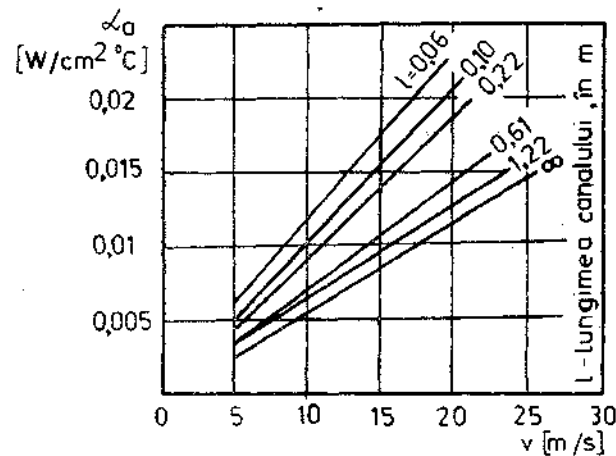


Fig. 23.2. Coeficientul de transmisie a căldurii în canalele axiale.

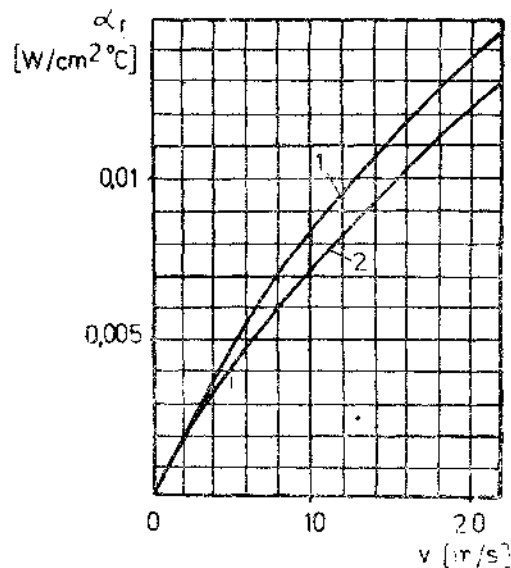


Fig. 23.3. Coeficientul de transmisie a căldurii în canalele radiale.

23.2. SCHEME TERMICE UZUALE FOLOSITE LA MAȘINILE ELECTRICE

23.2.1. ÎNFĂȘURAREA DE EXCITAȚIE A MAȘINILOR ELECTRICE

Se va lua pentru exemplificare un pol principal de la o mașină de curent continuu (fig. 23.4)

Pentru simplificare se fac următoarele ipoteze (foarte apropiate de situația reală):

- 1) bobina are aceeași temperatură în toată masa ei (se consideră valoarea medie a temperaturii);
- 2) căderea de temperatură, atât în masa polului cât și în carcasa mașinii, este practic zero;

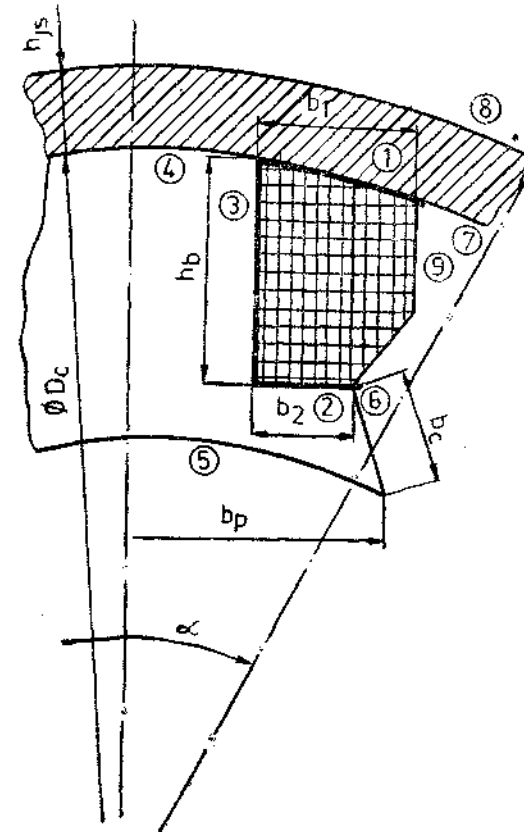


Fig. 23.4. Secțiune transversală printr-un pol bobinat al unei mașini de curent continuu.

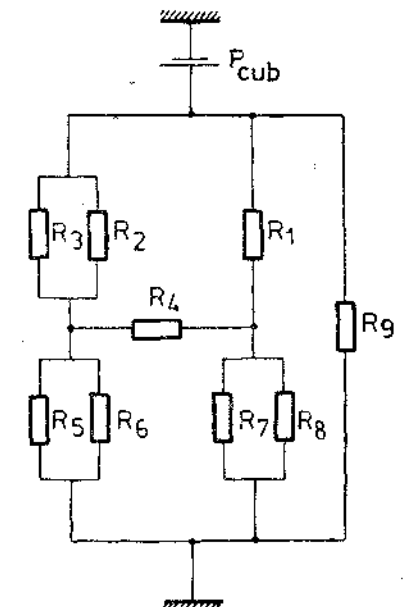


Fig. 23.5. Schema principală de transmitere a căldurii la o bobină de pe un pol al mașinii de curent continuu.

3) pentru partea de carcasă care contribuie la răcirea unei bobine de excitație corespunde unghiul $\alpha = \frac{\pi}{2p}$, acesta fiind unghiul dintre axele de simetrie dintre un pol principal și polii auxiliari vecini (v. figura 23.4).

A. Schema termică reală

Este indicată în figura 23.5, în care s-au folosit notațiile (v. figura 23.4):

- P_{cub} — pierderile prin efect Joule dintr-o singură bobină, în W;
- R_1 — rezistența termică de la bobină la carcasa ①;
- R_2 — rezistența termică de la bobină la pol (prin piesa polară) ②;
- R_3 — rezistența termică de la bobină la pol ③ (prin corpul polului);
- R_4 — rezistența termică de la pol la carcasa ④ (prin joncțiunea pol-carcasă $\approx 0,1$ mm);
- R_5 — rezistența termică de la pol la aer prin întrefier ⑤;
- R_6 — rezistența termică de la pol (piesa polară) la aerul din spațiul dintre poli ⑥;
- R_7 — rezistența termică de la carcasa la aerul din interiorul mașinii ⑦;
- R_8 — rezistența termică de la carcasa la mediul exterior ⑧;
- R_9 — rezistența termică de la bobină direct la aer ⑨.

Toate rezistențele sînt în °C/W.

În figurile 23.6, a și b sînt redată schemele termice intermediare, pe baza cărora se determină rezistența echivalentă totală.

Rezistențele termice folosite în schemele intermediare sînt :

Pentru figura 23.6, a ;

$$\begin{aligned} R_A &= \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}; \\ R_B &= R_1; \\ R_C &= R_4; \\ R_D &= \frac{R_5 R_6}{R_5 + R_6}; \\ R_E &= \frac{R_7 R_8}{R_7 + R_8}. \end{aligned} \quad (23.8)$$

Pentru figura 23.6, b (după transfigurarea triunghiului R_D, R_C și R_E — fig. 23.6, a — în steaua R_x, R_y și R_z) :

$$\begin{aligned} R_x &= \frac{R_C R_D}{R_C + R_D + R_E}; \\ R_y &= \frac{R_C R_E}{R_C + R_D + R_E}; \\ R_z &= \frac{R_D R_E}{R_C + R_D + R_E}; \\ R_I &= R_A + R_x; \quad R_{II} = R_B + R_y. \end{aligned} \quad (23.8, a)$$

Din ultima schemă (fig. 23.6, b) se determină rezistența echivalentă totală :

$$R_T = \frac{\left(\frac{R_I R_{II}}{R_I + R_{II}} + R_z \right) R_9}{\frac{R_I R_{II}}{R_I + R_{II}} + R_2 + R_9} \quad [^{\circ}\text{C/W}]. \quad (23.8, b)$$

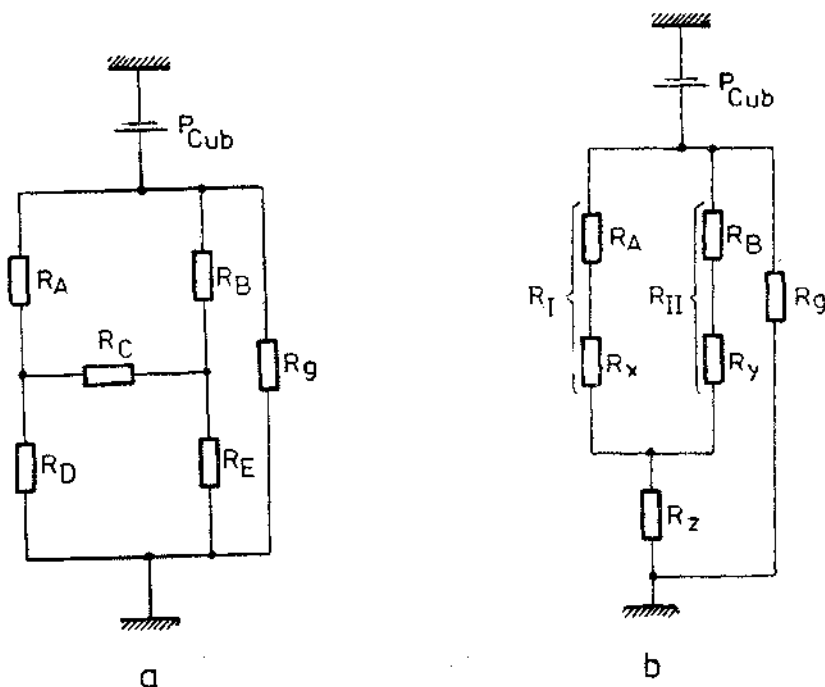


Fig. 23.6. Schemele termice intermediare pentru determinarea încălzirii bobinei de excitație :

a — schema reală ; b — schema echivalentă.

Avînd rezistența R_T , cu relația (23.1) se obține încălzirea bobinei de excitație față de aerul de răcire din mașină (nu față de mediul ambiant exterior) :

$$\theta_{Cub} = R_T P_{Cub} \quad [^{\circ}\text{C}]. \quad (23.9)$$

B. Calculul rezistențelor termice din schema reală

(fig. 23.5)

1) Rezistența termică de la bobină la carcasa mașinii.

Transmisia căldurii de la bobină la carcasă se face prin :

- izolația bobinei — cu grosimea β_b și conductibilitatea termică λ_b (numai cînd bobina este izolată separat) ;
- izolația față de carcasă (rama izolantă) — cu grosimea β_c și cu conductibilitatea termică λ_c ;
- stratul de lac (de la impregnare) — cu grosimea $\beta_l \approx 0,025$ cm și cu conductibilitatea termică λ_l .

Suprafața corespunzătoare S_1 prin care se face transmisia căldurii, considerînd numai părțile laterale (fig. 23.4), este :

$$S_1 = 2b_1(l_m + b_m + 2b_1), \quad [\text{cm}^2],$$

în care :

b_1 este grosimea bobinei la partea superioară, în cm ;

b_m — lățimea miezului polar, în cm ;

l_m — lungimea miezului polar, în cm.

Se obține astfel :

$$R_1 = \frac{\beta_{t1}}{\lambda_l S_1} \quad [^{\circ}\text{C/W}], \quad (23.10)$$

în care grosimea totală și conductibilitatea termică echivalentă sînt :

$$\beta_{t1} = \beta_b + \beta_c + \beta_l \quad [\text{cm}];$$

$$\lambda_1 = \frac{\beta_{t1}}{\frac{\beta_b}{\lambda_b} + \frac{\beta_c}{\lambda_c} + \frac{\beta_l}{\lambda_l}} \quad [\text{W/cm}^{\circ}\text{C}]. \quad (23.10, a)$$

OBSERVAȚIE. Cînd bobina nu este lipită de carcasă, această transmisie de căldură se neglijează.

2) Rezistența termică de la bobină la piesa polară.

Se ia aceeași izolație ca și la punctul 1, dar pentru rama izolantă de jos, adică :

$$\beta_{t2} = \beta_{t1} \text{ și } \lambda_2 = \lambda_1.$$

Suprafața de transmisie a căldurii este :

$$S_2 = 2b_2(l_m + b_m + 2b_2) \quad [\text{cm}^2],$$

în care b_2 este grosimea bobinei la partea inferioară, în cm.

Rezistența termică rezultă :

$$R_2 = \frac{\beta_{t2}}{\lambda_2 S_2} \quad [^{\circ}\text{C/W}].$$

3) Rezistența termică de la bobină la corpul polului.

Transmisia căldurii de la bobină la corpul polului se face prin :

— izolația bobinei — cu grosimea β_b și conductibilitatea termică λ_b (numai cînd bobina este izolată separat) ;

— izolația față de corpul polului — cu β_m și λ_m ;

— stratul de lac — cu $\beta_l \approx 0,025$ cm și λ_l .

Suprafața corespunzătoare este :

$$S_3 = 2h_p(b_m + l_m) \text{ [cm}^2\text{]}.$$

Se obține astfel rezistența termică :

$$R_3 = \frac{\beta_{ts}}{\lambda_3 S_3} \text{ [}^\circ\text{C/W]}, \quad (23.12)$$

în care :

$$\beta_{ts} = \beta_b + \beta_m + \beta_l \text{ [cm]} ;$$

$$\lambda_3 = \frac{\beta_{ts}}{\frac{\beta_b}{\lambda_b} + \frac{\beta_m}{\lambda_m} + \frac{\beta_l}{\lambda_l}} \text{ [W/cm}^\circ\text{C]}. \quad (23.12, a)$$

4) Rezistența termică de la miezul polului la carcasă.

Grosimea întrefierului parazit la jonțiunea pol-carcasă este de circa 0,1 mm, cu $\lambda_4 = 0,00025$ W/cm $^\circ$ C (aer imobil-staționar), pentru mașinile al căror stator nu este impregnat după bobinare și $\lambda_4 = \lambda_l$ pentru mașinile cu statorul impregnat.

Suprafața corespunzătoare este $S_4 = b_m l_m$, în cm 2 .

Rezistența termică rezultă :

$$R_4 = \frac{0,01}{\lambda_4 S_4} \text{ [}^\circ\text{C/W]}. \quad (23.13)$$

5) Rezistența termică la transmisia căldurii de la miezul polului spre întrefier, conform relației (23.5, a), este :

$$R_5 = \frac{1}{\alpha_{ts} S_5} \text{ [}^\circ\text{C/W]}, \quad (23.14)$$

în care :

$$\alpha_{ts} = \alpha_0(1 + k\sqrt{v_8})(1 - 0,5a) \text{ [W/cm}^\circ\text{C]} - \text{v. relația (23.7)} ;$$

$$a = \frac{\theta'_{aer}}{\theta_a} - \text{v. relația (23.7, a)}.$$

Dacă $\theta'_{aer} = 20^\circ\text{C}$ (admițînd că este jumătate din încălzirea totală a aerului în mașină), atunci :

$$a = \frac{20^\circ}{70^\circ} = 0,28 \text{ pentru izolație clasă B} ;$$

$$a = \frac{20^\circ}{90^\circ} = 0,22 \text{ pentru izolație clasă F} ;$$

$$\alpha_0 = 1,67 \cdot 10^{-3} \text{ W/cm}^\circ\text{C, conform tabelului 23.1} ;$$

$$v_8 = \frac{1}{2} v_r - \text{viteza aerului în întrefier, în m/s (v. paragraful 22.4)} ;$$

$$k = 0,8 \text{ (din tabelul 23.2)} ;$$

$$S_5 = b_p l_p \text{ [cm}^2\text{]}, b_p \text{ fiind lățimea piesei polare, în cm} ;$$

$$l_p = l_m - \text{lungimea piesei polare, în cm.}$$

6) Rezistența termică la transmisia căldurii de la piesa polară spre spațiul dintre poli.

La transmisia căldurii spre spațiul dintre poli, prin piesele polare :

$$R_6 = \frac{1}{\alpha_{ts} S_6} \text{ [}^\circ\text{C/W]}, \quad (23.15)$$

în care :

$$S_6 = 2b_p l_m \text{ [cm}^2\text{]} ;$$

$$b_p - \text{lățimea cornului polar, în cm (v. fig. 23.4)} ;$$

$$\alpha_{ts} = 1,67 \cdot 10^{-3} (1 + 0,8\sqrt{v_6})(1 - 0,5a) \text{ [W/cm}^\circ\text{C]}, \text{ cu } v_6 = v_p, \text{ conform relației (22.35).}$$

7) Rezistența termică la transmisia căldurii de la carcasă la interior.

$$R_7 = \frac{1}{\alpha_7 S_7} \text{ [}^\circ\text{C/W]}, \quad (23.16)$$

în care :

$$v_7 \approx v_6 \Rightarrow \alpha_{ts7} = \alpha_{ts6} ;$$

$$S_7 \approx \frac{\pi D_c}{4p} l_c - (b_m + 2b_1)(l_m + 2b_1) \text{ [cm}^2\text{]},$$

unde :

D_c este diametrul interior al carcasei, în cm (v. fig. 23.4) ;

p — numărul perechilor de poli ;

l_c — lungimea carcasei, în cm.

8) Rezistența termică la transmisia căldurii de la carcasă la exterior (aer liniștit)

$$R_8 = \frac{1}{\alpha_8 S_8} \text{ [}^\circ\text{C/W]}, \quad (23.17)$$

în care :

$$\alpha_8 = 1,42 \cdot 10^{-3} \text{ W/cm}^\circ\text{C, din tabelul 23.1} ;$$

$$S_8 = \frac{\pi(D_c + 2h_{js})}{4p} l_c \text{ [cm}^2\text{]} ;$$

$$h_{js} - \text{înălțimea jugului (grosimea carcasei), în cm.}$$

9) Rezistența termică la transmisia căldurii de la bobină direct la aerul de răcire din mașină.

$$R_9 = \frac{\beta_b}{\lambda_9 S_9} + \frac{1}{\alpha_{ts9} S_9} \text{ [}^\circ\text{C/W]}, \quad (23.18)$$

în care :

β_b și λ_b sînt grosimea și conductibilitatea termică a izolației bobinei (numai cînd bobina este izolată separat) ;

$$\alpha_{ts9} = \alpha_9(1 + 0,8\sqrt{v_9})(1 - 0,5a) ;$$

$$\alpha_9 = 1,33 \cdot 10^{-3} \text{ W/cm}^\circ\text{C, din tabelul 23.1} ;$$

$$v_9 = v_8 ;$$

$$S_9 \approx 2(b_m + l_m + 4b_1)1,1h_b \text{ [cm}^2\text{]} - \text{v. figura 23.4.}$$

C. Pierderile prin efect Joule, dintr-o singură bobină

$$P_{cub} = \frac{P_{cuc}}{2p} \quad [\text{W}], \quad (23.19)$$

în care :

P_{cuc} sînt date de relația (21.11) sau/și (21.10, b) și reprezintă pierderile totale în înfășurarea de excitație (derivație + serie);

$2p$ — numărul de poli ai mașinii.

D. Încălzirea totală a înfășurării de excitație

Încălzirea înfășurării de excitație față de mediul ambiant (exterior) se determină adăugînd la încălzirea bobinei de excitație față de aerul din mașină, determinată cu relația (23.9), și încălzirea aerului pînă la contactul cu bobina (adică $\theta_{aer} \approx 20^\circ\text{C}$ — de la rotor pînă la stator).

Rezultă deci :

$\theta_{cuc} = \theta_{cub} + \theta_{aer} < \theta_{admis}$ — indicat în STAS 1893/1-87 (v. tabelul 3.1).

23.2.2. ÎNFĂȘURĂRILE REPARTIZATE ÎN CRESTĂTURI ALE MAȘINILOR ELECTRICE

În figura 23.7, a, b și c sînt reprezentate înfășurări repartizate de pe stator și rotor, cu secțiune printr-o creștătură, în care se indică și căile de evacuare a căldurii.

Ca și în paragraful anterior, se fac următoarele ipoteze de calcul :

- 1) bobina are practic aceeași temperatură pe lungimea ei;
- 2) pachetele de fier au practic aceeași temperatură pe lungimea lor l_p ;
- 3) centrul transmisiei căldurii din fier se găsește la baza creștăturii și la cîte $1/4$ din lățimile pachetului față de canalul de ventilație (v. fig. 23.7, a).

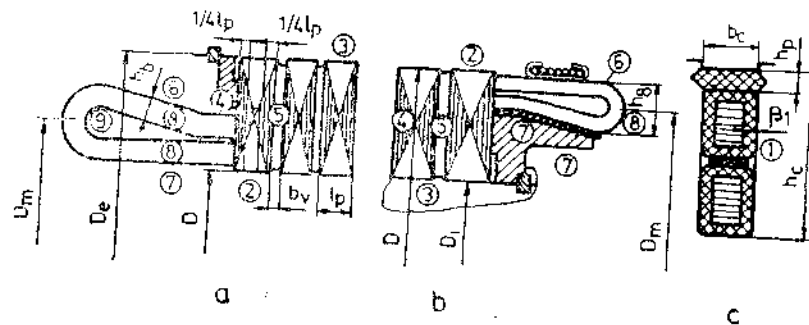


Fig. 23.7. Înfășurări repartizate ale mașinilor electrice: a — pe stator; b — pe rotor; c — dispunerea în creștătură.

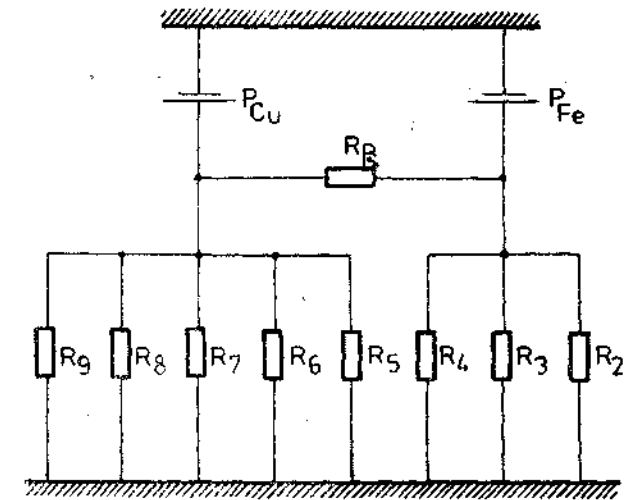


Fig. 23.8. Schema termică pentru înfășurările repartizate.

A. Schema termică reală

Este indicată în figura 23.8, în care s-au folosit notațiile (v. și fig. 23.7 cu cifre încercuite) :

- P_{Cu} — pierderile în înfășurare, în W;
- P_{Fe} — pierderile în fierul miezului feromagnetic, în W;
- R_B — rezistența termică de la înfășurare la fier (în creștătură);
- R_2 — rezistența termică de la fier la aerul de răcire (prin întrefier);
- R_3 — rezistența termică de la fier la aerul din exteriorul (sau interiorul) pachetului;
- R_4 — rezistența termică de la fier la aerul din canalele de ventilație;
- R_5 — rezistența termică de la înfășurare la canalele de ventilație;

a) Pentru mașini cu statorul indus și cu bobine prefabricate (cu spații între capetele de bobine) :

- R_6 — rezistența termică de la capetele frontale spre partea exterioară a bobinelor;
- R_7 — rezistența termică de la capetele frontale spre partea interioară a bobinelor;
- R_8 — rezistența termică de la capetele frontale la aerul dintre capetele de bobine vecine;
- R_9 — rezistența termică spre aerul din partea interioară dintre structurile capetelor frontale;

b) Pentru mașini cu rotorul indus sau cu statorul indus, însă cu înfășurare din sîrmă rotundă, cînd nu trece aerul printre bobine :

- R_6 — rezistența termică de la capetele frontale la aerul din partea exterioară a acestora;
- R_7 — rezistența termică de la capetele frontale prin suportii de înfășurare spre partea interioară a înfășurării;
- R_8 — rezistența termică spre partea laterală a capetelor frontale;
- R_9 — nu se calculează, deoarece trecerea aerului printre bobine este obturată de izolație dintre faze.

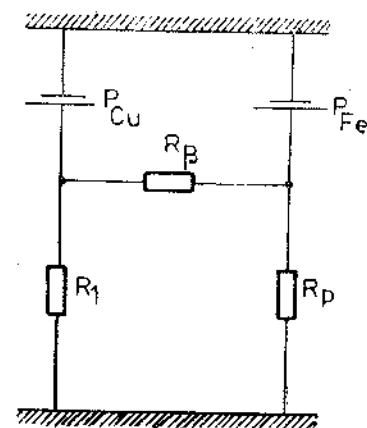


Fig. 23.9. Schema termică simplificată, echivalentă cu cea din figura 23.8.

În figura 23.9 este dată schema termică echivalentă, în care :

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}} \quad [^{\circ}\text{C/W}]; \quad (23.20)$$

$$R_f = \frac{1}{\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_7} + \frac{1}{R_8} + \frac{1}{R_9}} \quad [^{\circ}\text{C/W}].$$

Încălzirea înfășurării indusului față de aerul din mașină este :

$$\theta_{cu} = \frac{P_{cu} + P_{fe} \frac{R_p}{R_p + R_\beta}}{\frac{1}{R_p + R_\beta} + \frac{1}{R_f}} \quad [^{\circ}\text{C}]. \quad (23.21)$$

Încălzirea înfășurării indusului față de mediul ambiant (exterior) este :

$$\theta_{cut} = \theta_{cu} + \theta'_{aer} < \theta_{admis}, \text{ indicat în STAS 1893/1-87} \quad (23.22)$$

(v. tabelul 3.1).

Încălzirea aerului, de la intrarea în mașină pînă la suprafața înfășurării indusului, $\theta'_{aer} \approx \frac{1}{2} \theta_{aer} \approx 20^{\circ}\text{C}$.

B. Calculul rezistențelor termice din figura 23.8

Calculul se va face avînd în vedere schema de izolare aleasă din anexa 10. Semnificația termenilor din formule este dată în figura 23.7.

1) **Rezistența termică la transmisia căldurii de la conductor la fier, în creștătură, pe lungimea pachetului de fier :**

$$R_\beta = \frac{\beta_1}{\lambda_1 S_1} \quad [^{\circ}\text{C/W}], \quad (23.23)$$

în care :

β_1 este grosimea totală a izolației din creștătură (de la conductor la fier), conform schemei de izolație, la care se adaugă 0,1 mm lac (de la impregnare);

λ_1 — conductibilitatea termică echivalentă a izolației din creștătură (de la conductor la fier), calculată cu relația (23.4, a);

$$S_1 = Z[2(h_c - h_p) + b_c]l_{fe} \quad [\text{cm}^2];$$

$l_{fe} = n_p l_p$ — lungimea totală a pachetelor de fier ale mașinii, în cm;

$n_p = n_r + 1$ — numărul de pachete al miezului feromagnetic;

Z — numărul de creștături;

n_r — numărul canalelor radiale de ventilație;

l_p — lungimea unui pachet, în cm;

h_c — înălțimea creștăturii, în cm;

h_p — înălțimea penei de creștătură, în cm.

2) **Rezistența termică la transmisia căldurii din centrul termic de transmitere spre întrefier și de aici la aerul de răcire :**

$$R_2 = \frac{\beta_2}{\lambda_{fet} S_2} + \frac{1}{\alpha_{t2} S_2} \quad [^{\circ}\text{C/W}], \quad (23.24)$$

în care :

$\beta_2 \approx h_c$ este distanța de la centrul de transmitere al căldurii spre întrefier, în cm;

λ_{fet} — conductibilitatea termică radială (longitudinală) a pachetului de fier, care conform [1] are valoarea

$$\lambda_{fet} \approx 0,65 \text{ W/cm}^{\circ}\text{C};$$

$\alpha_{t2} = \alpha_{t5}$, din relația (23.14);

$$S_2 = (\pi D - Z b_c) l_{fe} \quad [\text{cm}^2].$$

3) **Rezistența termică la transmisia căldurii către aerul dintre jugul statoric și carcasă — la mașinile cu statorul indus, sau către aerul dintre jugul rotor și ax — la mașinile cu rotorul indus (de la centrul de transmitere) :**

$$R_3 = \frac{\beta_3}{\lambda_{fet} S_3} + \frac{1}{\alpha_{t3} S_3} \quad [^{\circ}\text{C/W}], \quad (23.25)$$

în care :

$\beta_3 \approx h_{js(r)}$ este înălțimea jugului stator (rotor), în cm;

$\alpha_{t3} = \alpha_0(1 + k\sqrt{v_c})(1 - 0,5a)$, cu α_0 , k și a , de la paragraful 23.2.1 B, punctul 5;

v_c — calculat conform paragrafului 22.4, punctul 4;

$S_3 = \pi(D_c - b_n n_r) l_{fe} \quad [\text{cm}^2]$, pentru mașinile cu rotorul indus;

n_r , b_n — numărul, respectiv lățimea nervurilor, în cm.

4) **Rezistența termică la transmisia căldurii spre canalele radiale de ventilație și de la pereții canalelor la aerul din mașină :**

$$R_4 = \frac{2n_r \beta_p}{\lambda_{fet} S_4} + \frac{1}{\alpha_{t4} S_{a4}} \quad [^{\circ}\text{C/W}], \quad (23.26)$$

în care :

n_r este numărul canalelor radiale de ventilație;

$\beta_p \approx \frac{1}{4} l_p \quad [\text{cm}]$ — conform ipotezei de calcul;

λ_{fet} — conductibilitatea termică transversală a pachetului de fier, care conform [1], $\lambda_{fet} = 0,12 \text{ W/cm}^{\circ}\text{C}$;

α_{t4} — din diagrama din figura 23.3, în funcție de viteza medie v'_{a1} sau v'_{a2} a aerului în canalele radiale, calculată cu relațiile (22.9, b sau c);

$S_4 = 2n_p \left\{ \frac{\pi}{4} [D_c^2 - (D + 2h_c)^2] + Z b_{am} h_c \right\} \quad [\text{cm}^2]$, pentru mașinile cu statorul indus;

$S_4 = 2n_p \left\{ \frac{\pi}{4} [(D - 2h_c)^2 - D_{tr}^2] + Z b_{am} h_c \right\} \quad [\text{cm}^2]$, pentru mașinile cu rotorul indus;

b_{am} — lățimea medie a dintelui, în cm.

5) **Rezistența termică la transmisia căldurii de la conductor la canalul de ventilație :**

$$R_5 = \frac{\beta_1}{\lambda_1 S_5} + \frac{1}{\alpha_{t5} S_5} \quad [^{\circ}\text{C/W}], \quad (23.27)$$

în care :

$$\alpha_{15} = 1,33 \cdot 10^{-3} (1 + 0,8 \sqrt{v_{d1,2}}) (1 - 0,5a);$$

$v_{d1,2}$ — conform relațiilor (22.29) sau (22.29, a);

a — conform relației (23.7, a);

$$S_5 = Z[2(h_c - h_p) + b_c] b_c n_v \quad [\text{cm}^2];$$

b_c, n_v — lățimea în cm, respectiv, numărul canalelor radiale de ventilație.

6) Rezistența termică la transmisia căldurii de la capetele frontale ale înfășurării spre exterior (cu izolația frontală conform schemei de izolație):

$$R_6 = \frac{\beta_6}{\lambda_6 S_6} + \frac{1}{\alpha_{16} S_6} \quad [^\circ\text{C/W}], \quad (23.28)$$

în care :

β_6 — este grosimea totală a izolației capetelor de bobină (conform schemei de izolație), în cm;

λ_6 — conductibilitatea termică echivalentă a izolației bobinei în partea frontală, calculată cu relația (23.4, a) în $\text{W/cm}^\circ\text{C}$;

$$\alpha_6 = 1,33 \cdot 10^{-3} (1 + k \sqrt{v_f}) (1 - 0,5a) \quad [\text{W/cm}^\circ\text{C}];$$

k, a — aceleași semnificații ca în relația (23.7);

v_f — conform relațiilor (22.32) sau (22.34);

$$S_6 = 2(l_{bs} + a + c) b_c Z \quad [\text{cm}^2] \text{ — v. figura 22.7.}$$

Cifra 2 din formulă se referă la faptul că sînt 2 capete frontale de bobină.

7) Rezistența termică la transmisia căldurii de la capetele frontale spre interiorul mașinii :

$$R_7 = \frac{\beta_7}{\lambda_7 S_7} + \frac{1}{\alpha_{17} S_7} \quad [^\circ\text{C/W}], \quad (23.29)$$

în care :

a) Pentru mașini cu statorul indus și bobine prefabricate :

$$\lambda_7 = \lambda_6; \quad \beta_7 = \beta_6;$$

$$\alpha_{17} = 1,33 \cdot 10^{-3} (1 + k \sqrt{v_{f2}}) (1 - 0,5a) \quad [\text{W/cm}^\circ\text{C}];$$

k, a — aceleași semnificații ca în relația (23.7);

v_{f2} — conform relației (22.33);

$$S_7 = \frac{D}{(D + 2h_c)} S_6 \quad [\text{cm}^2].$$

b) Pentru mașini cu rotorul indus sau statorul indus, însă cu înfășurarea din conductor rotund (sîrmă):

β_7 — grosimea totală a izolației bobinei (pe o parte) + izolația suportului capetelor de bobine;

λ_7 — conductibilitatea termică echivalentă calculată cu relația (23.4, a) pentru ambele izolații (bobinei și suportului);

$$\alpha_{17} = 1,67 \cdot 10^{-3} (1 + 0,8 \sqrt{v_7}) \quad [\text{W/cm}^\circ\text{C}];$$

v_7 — viteza periferică a suportului înfășurării, în m/s (dacă rotorul este indus);

$v_7 = v_{f1}$, conform relației (22.31), în m/s (dacă înfășurarea statorului este din sîrmă);

$S_7 \approx 2\pi(D - 2h_c)l_f \quad [\text{cm}^2]$ — dacă rotorul este indus;

$S_7 \approx 2\pi D l_f \quad [\text{cm}^2]$ — dacă statorul este indus, însă are înfășurarea din sîrmă (conductor rotund);

l_f — lungimea axială a capetelor de bobine (v. fig. 22.7).

8) Rezistența termică la transmisia căldurii de la capetele frontale spre spațiul dintre bobine :

$$R_8 = \frac{\beta_8}{\lambda_8 S_8} + \frac{1}{\alpha_{18} S_8} \quad [^\circ\text{C/W}], \quad (23.30)$$

în care :

a) Pentru mașini cu statorul indus și bobine prefabricate :

$$\beta_8 = \beta_7; \quad \lambda_8 = \lambda_7;$$

$$\alpha_{18} = 1,33 \cdot 10^{-3} (1 + 0,8 \sqrt{v_{f3}}) (1 - 0,5a) \quad [\text{W/cm}^\circ\text{C}];$$

v_{f3} — conform relației (22.23), în m/s;

$$S_8 = 2 \cdot [(l_{bs} - b_a n_a) + b_c + a + c] h_{bs} Z \quad [\text{cm}^2] \text{ — v. figura 22.7;}$$

h_{bs} — înălțimea unei bobine, în cm;

n_a, b_a — numărul de distanțori dintre bobine și lățimea acestora în cm. Cifra 2 înseamnă că S este pentru cele două capete frontale de bobină.

b) Pentru mașini cu rotorul indus sau statorul indus, însă cu înfășurare din conductor rotund (sîrmă):

β_8 și λ_8 — conform schemei de izolație frontală folosită;

$$\alpha_{18} = 1,33 \cdot 10^{-3} (1 + 0,8 \sqrt{v_{f4}}) (1 - 0,5a) \quad [\text{W/cm}^\circ\text{C}];$$

v_{f4} — calculat conform relației (22.34), în m/s;

$$S_8 = 2\pi D_m h_8 \quad [\text{cm}^2];$$

D_m — diametrul la mijlocul creștăturii, în cm;

h_8 — înălțimea capătului de bobină, în cm, $h_8 \approx 1,1 h_c$.

Cifra 2 din formula suprafeței S_8 ține cont de cele 2 capete de bobină.

9) Rezistența termică la transmisia căldurii de la capetele frontale spre partea interioară dintre bobine, cînd statorul este indus și are bobine prefabricate :

$$R_9 = \frac{\beta_9}{\lambda_9 S_9} + \frac{1}{\alpha_{19} S_9} \quad [^\circ\text{C/W}], \quad (23.31)$$

în care :

$$S_9 \approx S_6 + S_7 \text{ (din cazul a)} \quad [\text{cm}^2].$$

Partea a cincea

PROBLEME SPECIFICE PRIVIND RECALCULAREA ȘI COMPORTAREA MAȘINILOR ELECTRICE

De multe ori, mai ales în exploatare, este necesară recalcularea unor mașini electrice existente, fie datorită faptului că înfășurarea statorului (sau rotorului) a fost complet distrusă și nu mai poate fi reconstituită, fie că se dorește modificarea unor date nominale ca : tensiune, turație etc.

Aceasta constituie așa-zisa *proiectare inversă a mașinii*, sau *reproiectare*, adică, pornind de la unele elemente constructive existente trebuie să se determine celelalte elemente de performanță ale mașinii.

Proiectarea în aceste situații sau reproiectarea, păstrează în principiu, regulile generale expuse în cazul proiectării normale ale mașinilor electrice ; se are însă în vedere faptul că, în cadrul unor ateliere de reparații, condițiile de realizare a acestora pot fi diferite de cele din întreprinderea constructoare în care au fost fabricate. Astfel, în general, este posibil a nu se dispune nici de materialele necesare reparației înfășurării cu aceleași calități ca cele inițiale și nici de aceleași tehnologii de execuție. De aceea, în aceste situații, se recomandă a se micșora puțin solicitările electromagnetice, recomandate în mod normal la proiectarea inițială a acestor mașini.

Situația proiectării inverse a unei mașini poate apărea chiar în întreprinderile constructoare de mașini electrice, atunci când se dorește ca pe scheletul unui miez feromagnetic existent să se execute o mașină nouă, cu alte date tehnice decât cele ale mașinii pentru care este destinat miezul feromagnetic respectiv.

Desfășurarea calculelor în cazul reproiectărilor, se face utilizând aceleași relații ca în cazul proiectărilor normale, aplicate însă, cum s-a menționat, în ordinea corespunzătoare situației existente. Așadar, relațiile folosite vor fi cele indicate în cazul proiectării normale, în capitolul corespunzător tipului de mașină considerat.

Este prezentat de asemenea, în capitolul 26, modul de determinare a căderii de tensiune la bornele generatorului sincron în cazul cuplării bruște a unei suprasarcini de curent, problemă deosebit de importantă pentru exploatare.

Capitolul 24. PROBLEME DE MAȘINI DE CURENT CONTINUU

De regulă, la mașinile de curent continuu pot apărea, ca probleme de reproiectări, fie schimbări ale tipului de excitație pentru obținerea anumitor caracteristici, fie recalculări, pe o geometrie existentă, a performanțelor maxime ce se pot obține (puterea obținută pentru o tensiune și turație impusă).

24.1. SCHIMBĂRI ALE TIPULUI DE EXCITAȚIE

A. O mașină de curent continuu, cu excitație mixtă are următoarele date :

- tensiunea nominală : $U_N = 220 \text{ V}$;
- tensiunea de excitație : $U_e = 165 \text{ V}$;
- curentul nominal : $I_N = 15 \text{ A}$;
- curentul de excitație : $i_e = 0,5 \text{ A}$;
- numărul de spire, pe pol, al înfășurării de excitație serie : $w_{es} = 8$;

— numărul de spire, pe pol, al înfășurării de excitație derivație : $w_e = 1200$.

Să se modifice tipul excitației, astfel încât, pentru aceleași date nominale, excitația să fie numai derivație (o variantă) și numai serie (altă variantă).

REZOLVARE. Pentru aceste mașini de curent continuu se vor utiliza relațiile din capitolul 7.

În cazul considerat, solenația totală de excitație la sarcină nominală F_{eN} , era asigurată de suma solenațiilor celor două înfășurări de excitație : F_{ep} pentru cea derivație și F_{es} pentru cea serie (se consideră cazul când montajul este adițional), adică (v. rel. 7.52) :

$$F_{eN} = F_{ep} + F_{es} \quad [\text{A}], \quad (24.1)$$

în care :

$$F_{ep} = 2w_e i_e \quad [\text{A}], \quad (24.1, a)$$

$$F_{es} = \frac{2w_{es} I_a}{C_s} \quad [\text{A}],$$

unde curentul din indus :

$$I_a = I_N \pm i_e \quad [\text{A}],$$

(+) — pentru generator ;

(-) — pentru motor.

În cazul de față, considerînd că mașina este generator și că înfășurarea serie are o singură cale de curent în paralel ($C_s = 1$) rezultă :

$$F_{ep} = 2 \cdot 1200 \cdot 0,5 = 1200 \text{ A},$$

$$F_{es} = 2 \cdot 8 \cdot 15,5 = 248 \text{ A}$$

și :

$$F_{eN} = F_{ep} + F_{es} = 1200 + 248 = 1448 \text{ A}, \quad (24.2)$$

deoarece $I_a = I_N + i_e = 15 + 0,5 = 15,5 \text{ A}$.

Această valoare a solenației totale de excitație la sarcină nominală va trebui să fie asigurată în noile condiții, fie numai de excitația derivație, fie numai de excitația serie.

Varianta întâi. Mașina va avea numai înfășurare de excitație derivație.

În acest caz se observă că diferența de solenație corespunzătoare înfășurării serie se poate asigura pe două căi :

a) Lăsînd înfășurarea derivație existentă căreia trebuie să i se mărească curentul de excitație la valoarea :

$$i'_e = \frac{F_{es}}{2w_e} = \frac{1448}{2 \cdot 1200} = 0,603 \text{ A}, \quad (24.3)$$

ceea ce ar corespunde la o creștere a densității de curent în conductorul înfășurării de excitație :

$$J'_e = J_e \frac{I'_e}{I_e} = J_e \cdot \frac{0,603}{0,5} = 1,206 J_e \quad (24.3, a)$$

adică cu circa 20%, caz în care încălzirea înfășurării de excitație ar putea depăși limita admisă.

b) Adăugind pe polul principal un număr de spire suplimentar, de aceeași secțiune ca cea existentă, care să asigure solenația pe care o producea înfășurarea de excitație serie, adică :

$$w'_e = \frac{F_{es}}{2I_e} = \frac{240}{2 \cdot 0,5} = 248 \text{ spire.} \quad (24.4)$$

În felul acesta, înfășurarea de excitație derivație va avea, în noua situație, un număr total de spire :

$$w_{ep} = w_e + w'_e = 1\,200 + 248 = 1\,448 \text{ spire/pol.}$$

Pentru a asigura aceeași valoare a curentului de excitație, tensiunea de excitație trebuie să crească la valoarea :

$$U'_e = U_e \frac{w_{ep}}{w_e} = 165 \cdot \frac{1\,448}{1\,200} = 199 \text{ V,} \quad (24.5)$$

valoare care reprezintă circa 90% din tensiunea nominală, ceea ce se poate admite.

După cum se vede, cea de a doua soluție este mai indicată ; prima soluție este însă mai simplă și presupune existența, din faza inițială de proiectare, a unei rezerve de încălzire corespunzătoare.

OBSERVAȚIE. Dacă tensiunea de excitație inițială ($U_e = 165 \text{ V}$) ar fi fost mai mare, ar fi apărut pericolul ca noua valoare a tensiunii de excitație U'_e să nu mai poată fi asigurată caz în care trebuia schimbată (mărită) și secțiunea conductorului înfășurării de excitație derivație în limitele spațiului existent. O creștere a tensiunii de excitație, în aceleași limite apare necesară și în cazul primei soluții, deoarece crește curentul de excitație.

Variantă a doua. Mașina va avea numai înfășurare de excitație serie.

După cum se știe o asemenea mașină de curent continuu, se utilizează numai ca motor, în special în cazurile în care se cer cupluri mari la pornirea în sarcină (cazul tracțiunii electrice) ; utilizarea unei astfel de mașini ca generator de curent continuu, nu este indicată deoarece căderea de tensiune de la funcționarea în gol la funcționarea în sarcină $\Delta U = 100\%$ (caracteristica externă este chiar caracteristica de funcționare în gol).

Solenația totală de excitație la sarcină nominală, dată de relația (24.2) trebuie să fie asigurată, în acest caz, numai de înfășurarea de excitație serie. Ca urmare, în locul înfășurării de excitație derivație, trebuie suplimentat numărul de spire al înfășurării de excitație serie cu valoarea :

$$w'_{es} = \frac{F_{es}}{2I_N} = \frac{1200}{2 \cdot 15} = 40 \text{ spire/pol} \quad (24.6)$$

(deoarece nu mai există înfășurare derivație $I_a = I_N$).

În felul acesta, înfășurarea de excitație serie va avea, în noua situație, un număr total de spire, cu aceeași secțiune a conductorului ca la înfășurarea serie existentă :

$$w_{es \text{ tot}} = w_{es} + w'_{es} = 8 + 40 = 48 \text{ spire/pol.} \quad (24.6, a)$$

OBSERVAȚIE. Valoarea totală a solenației serie rezultă :

$$F_{es} = 2w_{es \text{ tot}} I_N = 2 \cdot 48 \cdot 15 = 1\,440 \text{ A,}$$

adică ceva mai mică decât valoarea dată de relația (24.2), deoarece în noua situație prin cele 8 spire deja existente va trece tot curentul $I_N = 15 \text{ A}$, nu $I_a = 15,5 \text{ A}$, cît se considerase în cazul generatorului. De altfel, dacă mașina s-ar fi considerat de la început ca motor, atunci cu relația (24.1, d) ar fi rezultat o solenație F_{es} mai mică deoarece, pentru motor $I_a = I_N = I_e$.

B. Un generator de curent continuu în construcție protejată (IP 23) de 90 kW, 110 V, 600 rot/min, cu excitație derivație, a devenit disponibilă ca urmare a înlocuirii grupului convertizor de curent continuu, din care făcea parte, printr-o sursă de redresare.

Apare însă necesară folosirea generatorului existent ca motor de curent continuu, într-o altă instalație, la turația nominală de 500 rot/min, cu reglajul turației pînă la $n_{max} = 700 \text{ rot/min}$.

Ce modificări constructive sînt necesare a fi aduse generatorului și care vor fi datele nominale ale motorului : tensiunea nominală de alimentare și puterea nominală obținută ?

Datele de excitație ale mașinii, ca generator sînt :

- curentul de excitație : $i_{eG} = 15 \text{ A}$;
- tensiunea de excitație : $U_{eG} = 80 \text{ V}$;
- numărul de spire pe polul înfășurării de excitație : $w_e = 325 \text{ spire}$ (primele două date s-au citit pe eticheta mașinii, iar ultima — numărul de spire — s-a luat din fișa tehnică a generatorului solicitată de la fabrica constructoare).

Rezolvare. Se știe că la funcționarea în regim de motor trebuie asigurată condiția necesară stabilității în funcționare a motorului ; aceasta înseamnă că alura caracteristicii mecanice $n = f(M)$ trebuie să fie puțin căzătoare (curba 1, fig. 24.1), astfel încît căderea de turație Δn , de la funcționarea în gol (n_0) la funcționarea în sarcină nominală (n_N) să aibă valoarea (v , și fig. 7.19, b și rel. 7.55) :

$$\Delta n = n_0 - n_N = (0,1 \div 0,15)n_N. \quad (24.7)$$

După cum rezultă, din expresia turației motorului de curent continuu :

$$n_N = \frac{U_N - R_a I_{aN}}{k_e \Phi_N}, \quad (24.7, a)$$

căderea de turație Δn este dată de căderea de tensiune $R_a I_{aN}$ în ipoteza că fluxul util pe pol Φ_N , rămîne constant de la funcționarea în gol, la funcționarea în sarcină a motorului.

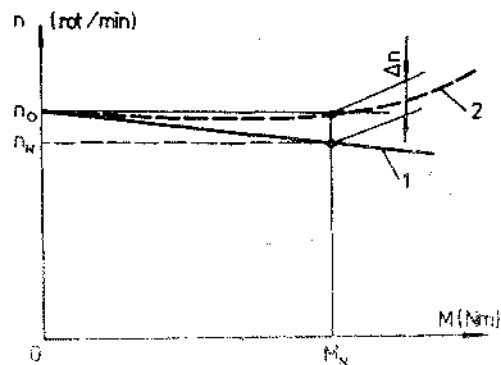


Fig. 24.1. Forma caracteristicilor mecanice ale motorului de curent continuu cu excitație derivație.

În realitate însă, în ultimul timp datorită claselor de izolație superioare folosite în construcția înfășurărilor mașinilor, au crescut considerabil solicitările electrice, în special pătura de curent și deci efectul demagnetizant al reacției transversale a indusului este mult mai puternic conducând, în final, la o scădere a fluxului la funcționarea în sarcină, ceea ce are ca urmare o creștere a turației (curba 2, fig. 24.1), creștere care determină funcționări instabile ale motorului. De aceea, trebuie luate măsuri de diminuare sau compensare a efectului demagnetizant al reacției indusului, măsuri care se pot lua prin trei metode.

● **Metoda 1. Prin mărirea întrefierului δ de sub polii principali.**

Mașina fiind însă deja construită este posibil ca la o mărire a întrefierului (impusă de altfel și de reglajul turației), să nu mai facă față solenația de excitație. De aceea, mărirea întrefierului δ trebuie corelată și cu o suplimentare a solenației de excitație prin adăugarea, pe polii principali a unui număr de spire în înfășurarea de excitație derivație.

Această metodă este indicată în special la mașinile cu o reacție a indusului slabă, adică la mașinile de tip vechi cu clase inferioare de izolație (A sau B) sau pentru mașinile în construcție închisă la care solicitările electromagnetice sînt reduse.

În cazul de față, mașina avînd clasa de izolație F (indicată pe etichetă) și tipul de protecție IP 23, nu se va aplica această metodă.

● **Metoda 2. Prin prevederea, pe polii principali, a unei înfășurări de stabilizare a turației.** Această înfășurare se inseriază cu indusul, motorul avînd, de fapt, o excitație mixtă în conexiune adițională (v. paragraful 7.7.2 B).

Această metodă nu se poate aplica decît la motoarele cu un singur sens de rotație bine precizat, adică la motoarele ireversibile, deoarece la schimbarea sensului de rotație, prin schimbarea sensului curentului de excitație, trebuie inversată și alimentarea înfășurării serie, lucru destul de dificil (cîmpul magnetic al înfășurării serie trebuie să acționeze adițional cu al înfășurării derivație sau separate).

Considerînd că motorul are un singur sens de rotație și deci metoda se poate aplica, rezultă că, în acest caz, solenația totală de excitație la sarcină nominală, trebuie asigurată de solenațiile celor două înfășurări de excitație: derivație (sau paralelă) F_{ep} și serie F_{es} , adică:

$$F_{eN} = F_{ep} + F_{es} \text{ [A]}. \quad (24.8)$$

Pentru o funcționare rațională a motorului este indicat a se respecta aceleași solicitări electromagnetice (inducțiile magnetice, pătura de curent și densitățile de curent) ca ale generatorului. Aceasta înseamnă că motorul va trebui să aibă același curent, prin indus I_a și același flux magnetic util pe pol Φ_N , adică:

$$I_{aM} = I_{aG} = 833 \text{ A}, \quad (24.9)$$

$$\Phi_{NM} = \Phi_{NG}$$

în care:

— curentul din indusul generatorului este:

$$I_{aG} = I_{NG} + i_e = \frac{P_{NG}}{U_{NG}} + i_e = \frac{90 \cdot 10^3}{110} + 15 = 833 \text{ A}; \quad (24.9, a)$$

— fluxul magnetic util pe pol al motorului:

$$\Phi_{NM} = \frac{60 E_M a}{p N n_{NM}}; \quad (24.9, b)$$

— fluxul magnetic util al generatorului:

$$\Phi_{NG} = \frac{60 E_G a}{p N n_{NG}}. \quad (24.9, c)$$

Din egalitatea relațiilor (24.9, b) și (24.9, c) rezultă că t.c.m. a motorului trebuie să fie:

$$E_M = E_G \frac{n_{NM}}{n_{NG}} = 121,4 \frac{500}{600} = 101,1 \text{ V}, \quad (24.10)$$

în care, conform relației (7.3):

$$E_G = U_N \frac{1 + \eta}{2\eta} + \Delta U_{pc} = 110 \frac{1 + 0,86}{2 \cdot 0,86} + 2,5 = 121,4 \text{ V}, \quad (24.10, a)$$

unde se consideră, atît pentru generator cit și pentru motor, din figura 7.1:

$$\eta = 0,86.$$

Aceasta înseamnă că motorul va trebui să aibă tensiunea nominală de alimentare, pe baza relației (7.5):

$$U_{NM} = \frac{E_M + \Delta U_{pc}}{1 + \eta} = \frac{2}{1 + \eta} (E_M + \Delta U_{pc}) =$$

$$= \frac{2}{1 + 0,86} (101,1 + 2,5) = 111,3 \text{ V}. \quad (24.11)$$

Rezultă că se poate considera ca tensiune nominală de alimentare a motorului valoarea:

$$U_{NM} = 110 \text{ V}. \quad (24.11, a)$$

Pe baza relației (24.9), din care s-a dedus de altfel și tensiunea nominală de alimentare a motorului, rezultă că solenația totală de excitație la sarcină nominală a motorului va fi aceeași ca a generatorului, adică:

$$F_{eN} = 2 w_e i_{eG} = 2 \cdot 325 \cdot 15 = 9750 \text{ A}. \quad (24.12)$$

Urmează, în continuare, să se determine solenația fiecărei înfășurări, pe baza relației (24.8), astfel încât căderea de turație de la funcționarea în gol la funcționarea în sarcină nominală să fie cea stabilită de relația (24.7), relație care indică faptul că la funcționarea în gol, turația n_0 a motorului este cu $10 \div 15\%$ mai mare decât la funcționarea în sarcină nominală, adică (v. rel. 7.55):

$$n_0 = (1,1 \div 1,15)n_N = (1,1 \div 1,15)500 = 550 \div 575 \text{ rot/min.} \quad (24.13)$$

Pentru aceasta este necesară caracteristica magnetică la funcționarea în gol a mașinii:

$$\Phi = f(\Sigma U_{mi}) \text{ sau } E = f(i_e).$$

Se observă că cel mai ușor se poate obține această caracteristică fie direct din buletinul de încercare experimentală, care însoțește fiecare mașină, fie, dacă nu se mai găsește, prin ridicarea din nou la un stand de probe a caracteristicii de funcționare în gol $E = f(i_e)$ (ca generator).

În cazul de față această caracteristică este indicată în figura 24.2, pe abscisa căreia s-a luat nu i_e , ci $\Sigma U_{mi} = 2w_e i_e$.

Aceeași curbă reprezintă, la altă scară (a turației nominale), și caracteristica:

$$e_n = f(\Sigma U_{mi}),$$

în care:

$$e_n = \frac{E}{n_N} = \frac{E}{500} \left[\frac{V_{\min}}{\text{rot}} \right].$$

La funcționarea în gol:

$$E_0 \approx U_N = 110 \text{ V,}$$

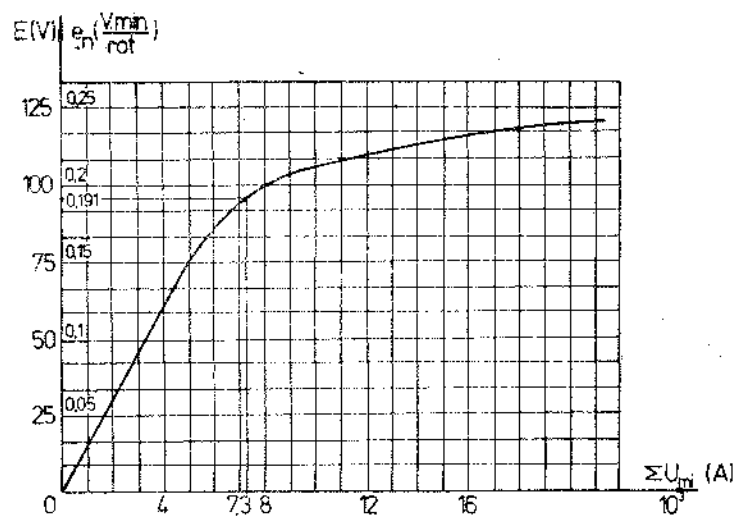


Fig. 24.2. Caracteristica magnetică la funcționarea în gol a generatorului (și a motorului) de curent continuu.

astfel că rezultă, conform relației (7.57, a):

$$e_{n0} = \frac{E_0}{n_0} \approx \frac{U_N}{n_0} = \frac{110}{550 \div 575} = 0,191 \div 0,2 \frac{V_{\min}}{\text{rot}}. \quad (24.13, a)$$

Pe caracteristica $e_n = f(\Sigma U_{mi})$ din figura 24.2, pentru aceste limite ale lui e_{n0} rezultă limitele solenației de excitație la funcționarea în gol, care trebuie să fie asigurată de înfășurarea de excitație derivație (paralelă) sau separată:

$$F_{ep(0)} = 7\,300 \div 8\,000 \text{ A.} \quad (24.14)$$

Înfășurării serie (de stabilizare) îi revine deci diferența din solenația totală dată de relația (7.57, b):

$$F_{es} = F_{eN} - F_{ep(0)} = 9\,750 - (7\,300 \div 8\,000) = 1\,750 \div 2\,450 \text{ A.} \quad (24.14, a)$$

Numărul de spire al înfășurării serie, care revine pentru această solenație serie, este conform relației (7.57, c):

$$w_{es} = \frac{F_{es}}{2I_a} = \frac{1\,750 \div 2\,450}{2 \cdot 833} = 1,05 \div 1,47. \quad (24.15)$$

Se recomandă a se lua pentru w_{es} numărul întreg cel mai apropiat de limitele rezultate (sau cel cuprins în aceste limite).

În cazul de față se observă că se poate lua:

$$w_{es} = 1, \quad (24.15, a)$$

ceea ce înseamnă că Δn va fi mai mic decât 10% din n_N , însă foarte apropiat de această valoare.

Solenația definitivă a înfășurării de excitație serie (de stabilizare) este conform relației (7.58):

$$F_{es} = 2w_{es}I_a = 2 \cdot 1 \cdot 833 = 1\,666 \text{ A,} \quad (24.16)$$

iar a înfășurării de excitație derivație, pe baza relației (7.58, a):

$$F_{ep} = F_{eN} - F_{es} = 9\,750 - 1\,666 = 8\,084 \text{ A.} \quad (24.16, a)$$

Curentul de excitație derivație, dacă se lasă aceleași bobine de excitație derivație (sau separată):

$$i_{ep} = \frac{F_{ep}}{2w_e} = \frac{8\,084}{2 \cdot 325} = 12,4 \text{ A,} \quad (24.17)$$

adică mai mic decât al generatorului, ceea ce va conduce la o densitate de curent mai mică și o tensiune de excitație pentru motor mai mică:

$$U_{ep} = U_{eg} \frac{i_{ep}}{i_{eg}} = 80 \frac{12,4}{15} = 66 \text{ V.} \quad (24.17, a)$$

Secțiunea conductorului înfășurării de excitație serie este

$$s_{cus} = \frac{I_a}{J_s} = \frac{833}{4} = 208,25 \text{ mm}^2, \quad (24.18)$$

în care s-a considerat densitatea de curent în înfășurarea de excitație serie:

$$J_s = 4 \text{ A/mm}^2.$$

Constructiv, înfășurarea serie de stabilizare a turației motorului se execută, în cazul de față al mașinii existente, relativ simplu, prin amplasarea peste înfășurarea derivație a cîte unei spire, cu secțiunea apropiată de cea rezultată din relația (24.18); inserierea spirelor va ține cont de polaritățile diferite ale polilor. Se pot folosi și cabluri (mai multe fire în paralel pentru realizarea secțiunii), înfășurate peste bobinele de excitație derivație (sau separată), respectîndu-se sensul adițional al celor două solenații.

La mașinile noi, proiectate inițial cu înfășurare serie de stabilizare a turației care se calculează identic ca în exemplul de față, aceasta se execută din bare îndoit pe muchie (cant) și plasate pe poli principali ca și înfășurarea de excitație serie a mașinilor cu excitație mixtă (v. exemplul de calcul, paragraful 8.10).

Se reamintește faptul că această metodă a stabilizării funcționării motorului de curent continuu cu înfășurare serie, se folosește numai în cazul cînd motorul are un singur sens de rotație, bine definit, cerut de utilajul antrenat.

Puterea nominală a motorului rezultă cu relația:

$$P_N = \eta P_L = \eta I_{NM} U_{NM} = 0,86 \cdot 845,4 \cdot 110 \approx 80 \text{ kW}, \quad (24.19)$$

în care, curentul nominal absorbit de motor este:

$$I_{NM} = I_a + I_{eM} = 833 + 12,4 = 845,4 \text{ A}, \quad (24.19, a)$$

Reglajul turației peste cea nominală se face prin slăbirea fluxului magnetic, adică prin micșorarea curentului de excitație. Din punct de vedere mecanic este necesară întărirea bandajelor de consolidare a capetelor frontale ale înfășurării indusului (rotorului).

● **Metoda 3. Prin utilizarea înfășurării de compensație.** Este metoda cea mai bună și indicată atunci cînd turația motorului variază într-o gamă largă de reglaj și este reversibilă, schimbarea sensului de rotație făcîndu-se, de regulă prin inversarea sensului curentului de excitație.

După cum se știe, cîmpul înfășurării de compensație acționează adițional cu al polilor auxiliari și, împreună cu acesta, în sens contrar cîmpului magnetic de reacție transversală a indusului.

În cazul exemplului prezentat, această metodă implică schimbarea completă a statorului mașinii, ceea ce presupune o proiectare și construcție nouă a acestuia, lucru care nu se poate face decît de o fabrică constructoare de mașini electrice, de preferat aceea care a fabricat generatorul.

În cele ce urmează, se prezintă numai metoda de recalculare a statorului cu înfășurarea de compensație expusă în paragraful 7.10, fără exemplificări numerice, cu scopul evidențierii influenței existenței înfășurării de compensație asupra dimensionării celorlalte părți componente ale acestuia (polii principali și auxiliari).

— Numărul teoretic de conductoare pe pol, al înfășurării de compensație, conform relației (7.100) (se consideră că fiecare conductor-bară este plasat în cîte o creștătură, în talpa polului principal):

$$N'_c = \alpha_p \frac{N}{4ap}, \quad (24.20)$$

căruia îi corespunde numărul real de bare N_c — numărul întreg par cel mai apropiat de N'_c și gradul de compensare γ , dat de relația (7.100, a).

Existența înfășurării de compensație influențează calculul solenațiilor necesare la sarcină nominală atât a polilor principali F_{cN} , cît și a polilor auxiliari F_k .

— Astfel, solenația totală de excitație la sarcină nominală, corespunzătoare unei perechi de poli, determină tot cu relația se (7.48), adică:

$$F_{cN} = (1,05 \div 1,08) [U_{mE} + 2(F_{aq} + F_{ad})] / A], \quad (24.21)$$

în care însă, solenația corespunzătoare reacției transversale a indusului F_{aq} nu se mai determină cu relația (7.48, c), ci cu relația (7.48, d).

După cum se observă, în cazul particular cînd gradul de compensare $\gamma = 1$ (adică mașina este compensată 100%), atunci $F_{aq} \approx 0$.

— Solenația totală a înfășurării polului auxiliar, pentru o pereche de poli, se determină tot cu relația (7.91) adică:

$$F_k = \Sigma U_{mk} + F_{ak} / A], \quad (24.22)$$

în care însă, solenația de reacție a indusului F_{ak} se determină cu relația (7.88, b), cînd $\gamma = 1$ sau (7.88, c), cînd $\gamma < 1$.

OBSERVAȚIE. Datorită existenței înfășurării de compensație, gradul de deformare a cîmpului magnetic principal de către cîmpul magnetic de reacție a indusului este redus, astfel că repartiția potențialului pe periferia colectorului este mult mai uniformă.

Ca urmare, limitele tensiunii dintre două lamele consecutive:

$$U_k = \frac{2pU_N}{K} \quad (24.23)$$

pot fi mărite de la 15 ÷ 16 V (la mașina fără înfășurare de compensație), pînă la 20 V.

Rezultă deci că prezența înfășurării de compensație îmbunătățește mult condițiile de comutație ale mașinii.

24.2. RECALCULĂRI ALE MAȘINILOR DE CURENT CONTINUU

Unei mașini de curent continuu sosită pentru reparat, îi lipsește înfășurarea rotorului (a fost scoasă în alte împrejurări). Statorul este însă în stare bună. Eticheta mașinii lipsește, dar se știe că mașina funcționa, ca motor, la o tensiune de alimentare de 120 V și antrena un mecanism la 1 000 rot/min.

Se cere să se stabilească înfășurarea rotorului și puterea nominală ce se poate obține tot ca motor și tot la $U_N = 120 \text{ V}$ și $n_N = 1 000 \text{ rot/min}$.

Tipul de protecție al mașinii corespunde simbolizării 1P 23.

Se examinează miezul feromagnetic al rotorului și se constată că este în stare bună, desfacerea înfășurării deci nu i-a afectat calitatea.

De asemenea, tot în stare bună se prezintă și colectorul din a cărui construcție (după forma și dimensiunile stegulețelor) reiese că înfășurarea ar fi fost din bare.

Din măsurătorile efectuate rezultă următoarele date constructive:

- diametrul rotorului: $D = 280 \text{ mm}$;
- diametrul interior al rotorului: $D_{ir} = 130 \text{ mm}$;
- lungimea pachetului de tole (miez compact): $l_a = l_{rc} = 200 \text{ mm}$;
- numărul de creștături Z și de lamele ale colectorului K : $Z = K = 63$;
- numărul de poli: $2p = 4$;
- lățimea piesei polare a polului principal: $b_p = 150 \text{ mm}$.

Piesa polară are întrefierul mărit spre cele două coarne polare, deci $\delta \neq \text{constant}$.

Dimensiunile creștăturii, conform figurii 24.3 (forma creștăturii s-a obținut prin copiere pe o hîrtie velină cu spatele creionului, pe partea frontală

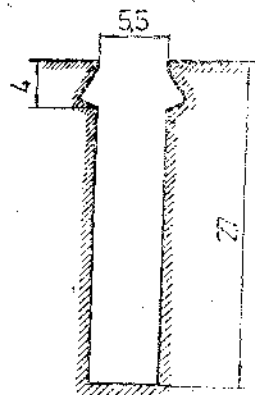


Fig. 24.3. Forma și dimensiunile creștăturii rotorului mașinii de curent continuu (obținute prin copiere pe o coală velină cu partea neascuțită a creionului).

a miezului, de pe care s-au măsurat dimensiunile indicate în fig. 24.3).

Rezolvare. Calculul principalelor elemente necesare:

— pasul polar:

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi \cdot 28}{4} = 21,9 \text{ cm}; \quad (24.24)$$

— pasul dentar:

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z} = \frac{\pi \cdot 28}{63} = 1,39 \text{ cm}; \quad (24.24, a)$$

— coeficientul de acoperire ideală a pasului polar:

$$\alpha_i \approx \alpha_p = \frac{b_p}{\tau} = \frac{15}{21,9} = 0,685, \quad (24.25)$$

deoarece se consideră că prin țesirea marginilor pieselor polare, deci $\delta \neq \text{constant}$, curba repartiției spațiale a inducției magnetice în întrefier se apropie de o sinusoidă.

Pentru tipul de protecție indicat, din figura 7.6 rezultă următoarele solicitări electromagnetice care ar trebui realizate:

$$A = 310 \div 360 \text{ A/cm}; \quad (24.26)$$

$$B_8 = 0,86 \div 0,92 \text{ T}.$$

După cum s-a menționat, în condițiile reparării mașinii, pentru o oarecare siguranță, valorile solicitărilor electromagnetice se mențin puțin sub limitele maxime admisibile. Din această cauză, deși se va utiliza, pentru înfășurare clasa de izolație F, valoarea păturii de curent rezultată din curbe nu se mai majorează cu $5 \div 8\%$ stabilindu-se deci, ca bună, valoarea:

$$A = 360 \text{ A/cm}. \quad (24.27)$$

Deoarece înfășurarea este din bare, se consideră o singură spiră pe secție ($w_s = 1$) și rezultă:

— numărul total de conductoare:

$$N = 2w_s K = 2 \cdot 1 \cdot 63 = 126;$$

— numărul de conductoare într-o creștătură:

$$n_c = \frac{N}{Z} = \frac{126}{63} = 2.$$

Curentul dintr-o cale de curent rezultă:

$$i_a = \frac{A t_1}{n_c} = \frac{360 \cdot 1,39}{2} = 250,2 \text{ A}.$$

Determinarea secțiunii conductorului se face din dimensiunile creștăturii și anume (v. fig. 24.3):

— lățimea conductorului:

$$b_{cond} = b_c - b_{iz} = 5,5 - 1,15 = 4,35 \text{ mm};$$

— înălțimea conductorului:

$$h_{cond} = \frac{h_c - h_{iz}}{2} = \frac{27 - 6,7}{2} = 10,15 \text{ mm},$$

în care:

$$\begin{aligned} b_{iz} &= 1 \times 0,45 = 0,45 \text{ mm} && \text{— izolație E2S a conductorului;} \\ &+ 2 \times 0,25 = 0,5 \text{ mm} && \text{— izolația creștăturii din folie NMN;} \\ &+ && 0,2 \text{ mm} && \text{— joc;} \\ \hline b_{iz} &= 1,15 \text{ mm} && \text{— este suma tuturor izolațiilor pe lățimea creștăturii, inclusiv jocul;} \\ h_{iz} &= 2 \times 0,45 = 0,9 \text{ mm} && \text{— izolația E2S a conductorului;} \\ &+ 1 \times 0,2 = 0,2 \text{ mm} && \text{— izolația la baza creștăturii;} \\ &+ 3 \times 0,25 = 0,75 \text{ mm} && \text{— izolația creștăturii din folie NMN;} \\ &+ 2 \times 0,2 = 0,4 \text{ mm} && \text{— izolația între straturi (micanită flexibilă);} \\ &+ 3 \times 0,15 = 0,45 \text{ mm} && \text{— izolație sub pană (folie de 0,15 mm);} \\ &+ && 4 \text{ mm} && \text{— pană (3,5 mm) + istmul creștăturii (0,5 mm);} \\ \hline h_{iz} &= 6,70 \text{ mm} && \text{— este suma tuturor izolațiilor pe înălțimea creștăturii, inclusiv jocul, pană și istmul creștăturii.} \end{aligned}$$

Din STAS 2873/1-86 (anexa 7) se alege conductor din cupru electrolitic în stare moale (simbol O), adică:

Sîrmă O — $4,25 \times 10$ PE2S STAS 2873/1-86 = 41,6 mm², diferențele de dimensiuni fiind incluse în jocurile respective, pe lățime și înălțime, care trebuie umplute cu folii izolante și lac de impregnare.

Verificarea densității de curent din înfășurarea indusului:

$$J_a = \frac{i_a}{s_{cu}} = \frac{250,2}{41,6} = 6,01 \text{ A/mm}^2. \quad (24.28)$$

În mod obișnuit pentru mașinile noi (proiectate inițial) și clasă de izolație F, limitele admisibile pentru densitatea de curent din indus sînt (v. paragraful 7.3.1):

$$J_a = 5,5 \div 7,5 \text{ A/mm}^2.$$

Fiind la limita inferioară, se mai poate crește puțin valoarea densității și recalcula apoi pătura de curent.

Astfel, se impune (avînd $n_N = 1000 \text{ rot/min}$):

$$J_a = 6,2 \text{ A/mm}^2 \quad (24.28, a)$$

și rezultă:

$$\begin{aligned} i_a &= s_{cu} J_a = 41,6 \cdot 6,2 = 257,9 \text{ A}; \\ A &= \frac{n_c i_a}{t_1} = \frac{2 \cdot 257,9}{1,39} = 371 \text{ A/cm}, \end{aligned} \quad (24.29)$$

adică în limitele admise pentru o reparație.

Verificarea solicitărilor magnetice se face pornind de la valoarea fluxului magnetic util pe pol, dat de relația (7.22, a):

$$\Phi = \frac{60 E a}{p N n_N} [\text{Wb}] \quad (24.30)$$

în care numărul de perechi de căi de curent în paralel, α este necunoscut și trebuie determinat la o valoare pentru care inducțiile magnetice se încadrează în limitele admisibile.

Tensiunea electromotoare nominală E_N , pentru motor, conform relației (7.5):

$$E_N = U_N \frac{1+\eta}{2} - \Delta U_{pe} = 120 \frac{1+0,88}{2} - 2,5 = 110,3 \text{ V}, \quad (24.30, a)$$

unde s-a estimat:

$\eta \approx 0,88$ din figura 7.1, pentru $P_N \approx 50 \text{ kW}$ (estimați):

$$\Delta U_{pe} = 2,5 \text{ V},$$

Astfel, pentru $\alpha = 1$ se obține:

$$\Phi = \frac{60 E a}{p N n_N} = \frac{60 \cdot 110,3 \cdot 1}{2 \cdot 126 \cdot 1000} = 2,62 \cdot 10^{-2} \text{ Wb} \quad (24.31)$$

pentru care rezultă inducția magnetică maximă în întrefier:

$$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha_i l_i} = \frac{2,62 \cdot 10^{-2}}{0,685 \cdot 0,219 \cdot 0,2} = 0,873 \text{ T}, \quad (24.32)$$

valoare care se încadrează în limitele admisibile indicate de relația (24.26). Rezultă că înfășurarea cu $\alpha = 1$, adică înfășurarea ondulată simplă, este corespunzătoare.

Dacă inducția magnetică maximă în întrefier B_δ nu se încadra în limite, trebuia să se încerce înfășurarea cu $\alpha = 2$; în orice caz din această verificare rezultă tipul de înfășurare indicat (în funcție de numărul perechilor de căi de curent în paralel α).

Verificarea, pentru înfășurarea ondulată simplă, a pasului resultant:

$$y = \frac{K-1}{p} = \frac{63-1}{2} = 31 = \text{număr întreg}, \quad (24.33)$$

deci înfășurarea se poate executa.

Pasul principal al înfășurării:

$$y_1 = \frac{K}{2p} \pm \varepsilon = \frac{63}{4} - \frac{3}{4} = 15. \quad (24.33, a)$$

Deoarece numărul de creștături elementare într-o creștătură reală este:

$$u = \frac{K}{Z} = 1,$$

rezultă că și $y_{1z} = y_1$.

Verificări necesare.

— Tensiunea dintre două lamele consecutive rezultă din relația (7.20) (v. și rel. 24.23):

$$U_k = \frac{2p U_N}{K} = \frac{4 \cdot 120}{63} = 7,61 \text{ V} < 15 \text{ V}. \quad (24.34)$$

— Inducția magnetică aparentă maximă, la baza dintelui rotorului, conform relației (7.28):

$$B'_{amax} = \frac{l_l B_\delta}{k_F l_F b_{amin}} = \frac{1,39 \cdot 20 \cdot 0,873}{0,95 \cdot 20 \cdot 0,576} = 2,21 \text{ T} < 2,3 \text{ T}, \quad (24.35)$$

în care, lățimea minimă a dintelui rotorului este:

$$b_{amin} = \frac{\pi(D - 2h_c)}{Z} = b_c = \frac{\pi(28 - 2 \cdot 2,7)}{63} = 0,55 = 0,576 \text{ cm}.$$

— Inducția magnetică maximă în jugul rotorului, conform relației (7.30, c):

$$B_{ja} = \frac{\Phi}{2k_F l_F b'_{ja}} = \frac{2,62 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,2 \cdot 0,048} = 1,43 \text{ T} < 1,5 \text{ T}, \quad (24.36)$$

în care, înălțimea de calcul a jugului rotorului este egală cu înălțimea reală (v. rel. 7.30, a):

$$h'_{ja} = h_{ja} = \frac{D - (D_{ir} + 2h_c)}{2} = \frac{28 - (13 + 2 \cdot 2,7)}{2} = 4,8 \text{ cm}.$$

În concluzie, rezultă că trebuie folosită înfășurarea cu următoarele caracteristici:

— înfășurare ondulată simplă, care are $\alpha = 1$;

$$- y = \frac{K-1}{p} = 31;$$

$$- y_1 = \frac{K}{2p} \pm \varepsilon = 15;$$

$$- w_s = 1;$$

$$- u = 1;$$

$$- n_c = 2.$$

Puterea nominală a mașinii, ca motor, rezultă din relațiile (7.2) și (7.8), care dau puterea interioară P_i , sub două forme și anume:

$$P_i = EI_a \approx \frac{1+\eta}{2\eta} P_N, \quad (24.37)$$

în care, curentul total din indus:

$$I_a = 2a i_a = 2 \cdot 1 \cdot 257,9 = 515,8 \text{ A}, \quad (24.37, a)$$

iar randamentul η a fost estimat mai sus.

Rezultă astfel puterea nominală (aproximativă):

$$P_N = \frac{2\eta}{1+\eta} P_i = \frac{2\eta}{1+\eta} EI_a = \frac{2 \cdot 0,88}{1+0,88} \cdot 110,3 \cdot 515,8 = 53\,261 \text{ W} \approx 53,2 \text{ kW}. \quad (24.38)$$

OBSERVAȚIE.

1) În mod normal, este necesară o recalculare a solenității de excitație la sarcină nominală și a valorii exacte a curentului de excitație, care se face similar ca la proiectarea inițială, însă utilizând și datele constructive existente ale statorului.

2) Puterea nominală a mașinii se poate determina mai exact pe baza bilanțului energetic, ca motor, cu relația:

$$P_N = P_i - (p_{Fe} + p_{mtr}) = EI_a - (p_{Fe} + p_{mtr}) \quad (24.39)$$

în care, pierderile în fier p_{Fe} și pierderile mecanice și de ventilație p_{mtr} se pot calcula pe baza relațiilor cunoscute de la capitolul 20, în care trebuie incluse și pierderile ventilatorului propriu.

Capitolul 25. PROBLEME DE MAȘINI ASINCRONE

Se vor avea în vedere atât mașina asincronă trifazată, ca motor, cît și motoarele monofazate cu rotorul în scurtcircuit, recalculat cel mai frecvent prin modificarea înfășurării celor trifazate.

Probleme mai deosebite de reproiectări ce pot apărea la aceste mașini sînt legate fie de lipsa înfășurării statorului cînd se cunosc datele de pe etichetă, fie de schimbarea, pe o construcție existentă, a unor date nominale principale ca tensiunea de alimentare sau turația mașinii, fie, în cazul motoarelor monofazate, de lipsa posibilității alimentării în trifazat.

25.1. CALCULUL UNUI MOTOR ASINCRON TRIFAZAT ALE CĂRUI DATE PRINCIPALE SE CUNOSC (SE CUNOAȘTE ETICHETA), DAR LIPSEȘTE COMPLET ÎNFĂȘURAREA STATORULUI

a) Determinarea elementelor ce se pot cunoaște.

— Datele de pe etichetă:

$$\begin{aligned} P_N &= \text{--- kW}; & U_N &= \text{--- V}; \\ n_N &= \text{--- rot/min}; & \cos \varphi_N &= \text{---}; \\ I_N &= \text{--- A}; & f_1 &= \text{--- Hz}; \\ U_2 &= \text{--- V}; & I_2 &= \text{--- A} \\ & & & \text{(pentru rotorul bobinat);} \end{aligned}$$

Protecție: IP ---; Clasa de izolație ---.

— Datele extrase din măsurători.

Dimensiunile miezului feromagnetic (fig. 25.1 și fig. 4.2):

$$\begin{aligned} D_e &= \text{--- mm}; & D &= \text{--- mm}; \\ l_g &= \text{--- mm}; & l_1 &= \text{--- mm}; \\ b_r &= \text{--- mm}; & n_p &= \text{---} \end{aligned}$$

Crestăturile statorului: $Z_1 = \text{---}$; forma și dimensiunile crestăturii, conform uneia din variantele prezentate în figura 10.15 și figura 7.7.

În cazul crestăturilor ovale sau trapezoidale, cînd dinții au pereții paraleli, se măsoară și lățimea dintelui b_d (v. fig. 10.15, a, b și fig. 25.1).

După cum s-a menționat, determinarea dimensiunilor exacte ale crestăturilor se face și prin copiere, adică prin așezarea unei hîrtii veline pe fața frontală a miezului feromagnetic și apăsarea peste hîrtie cu spatele creionului pe întregul contur al crestăturii (v. fig. 24.3 și fig. 25.2) pe care se măsoară apoi dimensiunile.

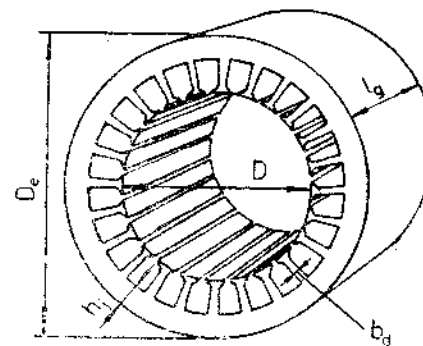


Fig. 25.1. Miez feromagnetic statoric, compact, fără înfășurare.

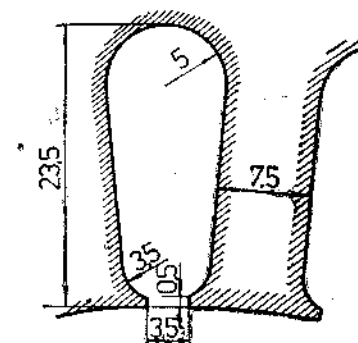


Fig. 25.2. Forma și dimensiunile crestăturii motorului asincron de 11 kW (obținute prin copiere, ca în cazul figurii 24.3).

b) Efectuarea calculului electromagnetic și stabilirea înfășurării.

Deoarece mașina are geometria stabilită de către fabricant pentru datele tehnice scrise pe etichetă, calculul electromagnetic (reproiectarea) are rolul de a stabili acea înfășurare statorică, care să asigure verificarea încadrării în limitele admise, pentru aceste situații, a solicitărilor electromagnetice, cazuri în care, în general, și valorile celorlalte mărimi (parametrii și caracteristicile) se vor încadra în limitele obișnuite admise.

După cum s-a procedat și anterior, pentru o mai ușoară înțelegere, desfășurarea calculului se va face pe un exemplu concret.

Se va considera astfel cazul real al unui motor asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit, cu următoarele date:

— Datele de pe etichetă:

$$\begin{aligned} P_N &= 11 \text{ kW}; & U_N &= 380 \text{ V (conexiune } \Delta); & I_{N1} &= 22,5 \text{ A}; \\ n_N &= 1435 \text{ rot/min}; & \cos \varphi_N &= 0,85; & f_1 &= 50 \text{ Hz}; \\ U_2 &= \text{--- V}; & I_2 &= \text{--- A}; \\ \text{Protecție} &: \text{IP 23, clasă de izolație F.} \end{aligned}$$

— Datele extrase din măsurători.

Miezul feromagnetic statoric este de forma indicată în figura 25.1, însă cu crestături ovale.

$$D_e = 259 \text{ mm}; \quad D = 165 \text{ mm}; \quad l_g = l_{pe} = 120 \text{ mm}.$$

Mașina are miezul feromagnetic compact și deci $l_1 \approx l_g = 120 \text{ mm}$. Crestăturile statorului: $Z_1 = 36$; forma și dimensiunile crestăturii (obținute prin copiere) conform figurii 25.2.

Deoarece dinții sînt cu pereții paraleli, se măsoară pe figura 25.2 și grosimea dintelui $b_d = 7,5 \text{ mm}$.

Rotorul este în scurtcircuit avînd $Z_2 = 44$ crestături.

Mersul calculului și relațiile folosite sînt conform capitolului 10.

— Numărul de perechi de poli, conform relației (10.1):

$$p = \frac{60f_1}{n_1} = \frac{60 \cdot 50}{1500} = 2, \quad (25.1)$$

în care, pentru $n_N = 1435 \text{ rot/min}$, revine $n_1 = 1500 \text{ rot/min}$.

— Pasul polar

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi \cdot 165}{2 \cdot 2} = 130 \text{ mm} = 13 \text{ cm.} \quad (25.2)$$

— Pasul dentar al statorului:

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z_1} = \frac{\pi \cdot 165}{36} = 14,4 \text{ mm} = 1,44 \text{ cm.} \quad (25.3)$$

— Fluxul magnetic util, pe pol, determinat din condițiile respectării solicitărilor magnetice, conform relației (10.12):

$$\Phi = \alpha_i \tau l_i B_\delta = 0,7 \cdot 0,13 \cdot 0,12 \cdot 0,72 = 7,86 \cdot 10^{-3} \text{ Wb,} \quad (25.4)$$

în care:

— din figura 10.13, pentru $\tau = 13 \text{ cm}$ și $p = 2$ se obțin:

$$\begin{aligned} A &= 300 \div 320 \text{ A/cm;} \\ B_\delta &= 0,72 \text{ T;} \end{aligned} \quad (25.4, a)$$

— din figura 10.7, pentru valoarea obișnuită a coeficientului de saturație magnetică parțială $k_{sd} = 1,25$ rezultă:

$$\begin{aligned} \alpha_i &= 0,7; \\ k_E &= 1,095. \end{aligned} \quad (25.4, b)$$

Verificarea (orientativă) a inducției magnetice în jugul statorului conform relației (10.45):

$$B_{j1} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{Fe} h'_{j1}} = \frac{7,86 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,12 \cdot 0,0235} = 1,47 \text{ T,} \quad (25.5)$$

în care:

$k_{Fe} = 0,95$ este coeficientul de umplere al miezului feromagnetic;

$l_{Fe} = l_g = 12 \text{ cm} = 0,12 \text{ m}$;

h'_{j1} = înălțimea de calcul a jugului stator, care conform relației (10.45, a) deoarece nu există canale axiale de ventilație:

$$\begin{aligned} h'_{j1} = h_{j1} &= \frac{D_c - D}{2} = h_{c1} = \frac{259 - 165}{2} = 23,5 = 23,5 \text{ mm} = \\ &= 0,0235 \text{ m.} \end{aligned} \quad (25.5, a)$$

După cum se vede, valoarea inducției magnetice maxime în jugul statorului se încadrează în limitele indicate în paragraful 10.4.2 B.

Verificarea (orientativă) a inducției magnetice în dinții statorului (cu pereții paraleli) se face pe baza relației (10.41):

$$B_d = \frac{l_i B_\delta}{k_{Fe} l_{Fe} b_d} = \frac{1,44 \cdot 12 \cdot 0,72}{0,95 \cdot 12 \cdot 0,75} = 1,46 \text{ T,} \quad (25.6)$$

valoare care se încadrează în limitele indicate în paragraful 10.4.2 B.

Fiind verificate inducțiile magnetice în miezul feromagnetic statoric, rezultă că, de regulă, vor corespunde și valorile inducțiilor magnetice în miezul feromagnetic rotoric, aceasta deoarece se are în vedere faptul că mașina a fost corect dimensionată inițial de întreprinderea constructoare.

De asemenea, deoarece verificările orientative se încadrează foarte bine în limitele indicate, se va avea în vedere faptul că fluxul magnetic util definitiv (determinat din numărul de spire pe fază) să aibă aceeași valoare, sau apropiată, de cea dată de relația (25.4).

În aceste condiții se poate trece la calculul înfășurării statorului.

Mașina fiind de putere mică, se va utiliza o înfășurare din sîrmă (conductor rotund) în două straturi cu capetele de bobină semirotunde așa cum se indică în figura 10.41. Conductorul va fi izolat cu email tereftalic, în clasă de izolație F.

— Numărul de spire, pe fază, conform relației (10.31):

$$w_1 = \frac{k_E U_1}{4k_{Ef_1 k_{w1}} \Phi} = \frac{0,97 \cdot 380}{4 \cdot 1,095 \cdot 50 \cdot 0,945 \cdot 7,86 \cdot 10^{-3}} = 227, \quad (25.7)$$

în care:

$U_1 = U_N = 380 \text{ V}$, deoarece conexiunea este triunghi (Δ);

$k_E = 0,97$ — din figura 10.6, pentru $p = 2$;

$k_{w1} = 0,945$ — din anexa 1, tabelul 1-I, pentru:

$$q_1 = \frac{Z_1}{2pm_1} = \frac{36}{2 \cdot 2 \cdot 3} = 3$$

și $y_1 \approx \frac{5}{6} y_\tau = \frac{5}{6} m_1 q_1 = \frac{5}{6} \cdot 3 \cdot 3 = 7,5 \Rightarrow y_1 = 8$ — număr întreg, deoarece pasul principal y_1 trebuie să fie număr întreg.

Pasul înfășurării se mai poate scrie (pentru $y_1 = 8$) și sub forma:

$$y_1 = 1 - 9,$$

care reprezintă creștăturile în care se găsesc cele două laturi ale bobinei (1 — de ducere, 9 — de întoarcere).

— Numărul de conductoare efective dintr-o creștătură conform relației (10.31, a):

$$n_{c1} = \frac{2m_1 a_1 w_1}{Z_1} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 1 \cdot 227}{36} = 37,83, \quad (25.8)$$

în care s-a luat o singură cale de curent în paralel pe fază ($a_1 = 1$); deoarece curentul pe fază este mic. Valoarea lui n_{c1} trebuie să fie număr întreg.

De aceea se ia:

$$n_{c1} = 38, \quad (25.8, a)$$

ceea ce înseamnă că înfășurarea va avea bobine egale (19 spire pe bobină), permițind pentru y_1 orice număr întreg (par sau impar).

Se recalculează, ca valori definitive:

— numărul de spire pe fază, conform relației (10.34):

$$w_1 = \frac{Z_1 n_{c1}}{2m_1 a_1} = \frac{36 \cdot 38}{2 \cdot 3 \cdot 1} = 228 = \text{număr întreg;} \quad (25.9)$$

— fluxul magnetic util, pe pol, conform relației (10.38):

$$\Phi = \frac{k_E U_1}{4k_{Ef_1 w_1 k_{w1}}} = \frac{0,97 \cdot 380}{4 \cdot 1,095 \cdot 50 \cdot 228 \cdot 0,945} = 7,81 \cdot 10^{-3} \text{ Wb,}$$

valoare apropiată de cea estimată de relația (25.4), așa cum se anticipase, ceea ce înseamnă că inducțiile magnetice calculate sînt bune.

Diametrul conductorului izolat rezultă din relația (10.42):

$$d_{iz} = \sqrt{\frac{k_u S'_{cr}}{n_{tot}}} = \sqrt{\frac{0,72 \cdot 146}{38}} = 1,66 \text{ mm}, \quad (25.10)$$

în care:

$n_{tot} = n_{cl} n_f = n_{cl}$, deoarece nu sînt fire în paralel ($n_f = 1$);
 $k_u \approx 0,72$ — coeficientul de umplere a creștăturii;
 S'_{cr} — secțiunea netă a creștăturii, fără pană și istm, neincluzînd nici grosimea izolației creștăturii (din 2 folii de MNM, cu grosimea de 0,22 mm fiecare, ceea ce înseamnă circa 0,5 mm unilateral), nici grosimea penei de 2,5 mm și istmului creștăturii de 0,5 mm (secțiunea ocupată de pană se apreciază acoperitor la valoarea $2,5 \cdot 5 = 12,5 \text{ mm}^2$).

Rezultă deci pentru dimensiunile din figura 25.2:

$$S'_{cr} = \frac{\pi(5 - 0,5)^2}{2} + \frac{(10 - 1) + (7 - 1)}{2} \cdot 1,5 + \frac{\pi(3,5 - 0,5)^2}{2} = 12,5 \approx 146 \text{ mm}^2 \quad (25.10, a)$$

Admițînd că grosimea bilaterală a emailului tereftalic (conform anexei 9) este de circa 0,06 mm, rezultă diametrul conductorului din cupru, neizolat:

$$d = 1,6 \text{ mm}. \quad (25.10, b)$$

Din STAS 685-74 (anexa 5) se alege conductorul:

$$\text{CuEm}\Phi 1,6 \text{ ET} = 2,011 \text{ mm}^2. \quad (25.10, c)$$

Este obligatorie verificarea posibilității bobinării mașinii adică a posibilității introducerii, fir cu fir, a conductorului izolat în creștătură.

Pentru aceasta trebuie satisfăcută relația:

$$a_s \geq d_{iz} + 1,5 \text{ mm} = 1,66 + 1,5 = 3,16 \text{ mm}. \quad (25.11)$$

Cum $a_s = 3,5 \text{ mm}$ (v. fig. 25.2), rezultă că mașina se poate bobina cu conductorul stabilit.

Dacă relația (25.11) de mai sus nu s-ar fi respectat, atunci se luau două fire în paralel ($n_f = 2$), pentru care rezulta un diametru mai mic al conductorului.

Verificarea solicitărilor electrice.

— Pătura de curent, conform relației (10.36):

$$A = \frac{n_{cl} I_N}{a_{cl}} = \frac{38 \cdot 13}{1 \cdot 1,44} = 343 \text{ A/cm}, \quad (25.12)$$

în care curentul nominal pe fază, pentru conexiunea triunghia înfășurării statorului, rezultă din curentul nominal de linie I_{Nl} înscris pe eticheta motorului, cu relația:

$$I_N = \frac{I_{Nl}}{\sqrt{3}} = \frac{22,5}{\sqrt{3}} \approx 13 \text{ A}. \quad (25.12, a)$$

După cum se observă, pătura de curent este cu circa 7% mai mare decît limitele indicate de relația (25.4, a), ceea ce pentru o reparație este cam mult. Dacă s-ar micșora n_{cl} , atunci ar crește fluxul magnetic și deci solicitările magnetice ar depăși limitele.

De aceea, se consideră, pentru A , valoarea obținută cu relația (25.12) avînd însă grijă ca densitatea de curent să fie spre limita mijlocie (deoarece încălzirea mașinii este dată de produsul AJ_1).

— Densitatea de curent, conform relației (10.47):

$$J_1 = \frac{I_N}{a_{scu1}} = \frac{13}{1 \cdot 2,011} = 6,46 \text{ A/mm}^2, \quad (25.13)$$

valoare apropiată de limita mijlocie indicată în paragraful 10.4.1 A, conform căruia:

$$J_1 = 5,5 \div 7,5 \text{ A/mm}^2,$$

așa cum, de altfel, trebuia.

Rezultă deci că înfășurarea statorului este bine dimensionată.

Deoarece rotorul este în scurtcircuit, asupra înfășurării rotorului, în afara unei verificări atente ca nu cumva să prezinte unele defecțiuni, nu mai este nimic de făcut, aceasta încadrîndu-se în mod automat în solicitările normale ale mașinii.

Este însă necesar a se verifica dacă numărul de creștături ale rotorului Z_2 se încadrează în recomandările indicate în tabelul 10.4, deoarece există riscul apariției zgomotelor și cuplurilor parazite.

În cazul de față $Z_2 = 44$, se încadrează în recomandările (pentru $2p = 4$ și $Z_1 = 36$).

OBSERVAȚIE. Dacă motorul este cu rotorul bobinat, iar înfășurarea rotorului lipsește, atunci la stabilirea acestuia se pornește de la respectarea lui U_2 și I_2 înscrise pe etichetă (tensiunea U_2 de pe etichetă este, de regulă, cea dintre inele, care este de $\sqrt{3}$ ori mai mare ca tensiunea de fază a rotorului U_{20}).

Ca indicație, rezultă că se poate proceda astfel:

— se determină tensiunea pe fază:

$$U_{20} = \frac{U_2}{\sqrt{3}}; \quad (25.14)$$

— se stabilesc: Z_2 , apoi $q_2 = \frac{Z_2}{2pm_2}$ (care trebuie să fie număr întreg, cel mult frac-

ționar (usă fracția să fie 0,5) și pasul principal $g_{1(cl)} = \frac{Z_2}{2p} = m_2 q_2$ (de regulă diametral),

pentru care, din anexa 1, rezultă k_{u2} :

— din relația (10.51):

$$E_2 \approx U_{20} = k_E U_1 \frac{w_2 k_{u2}}{w_1 k_{u1}} \quad (25.14, a)$$

rezultă w_2 , apoi (pentru a_2 ales):

$$n_{c2} = \frac{2m_2 a_2 w_2}{Z_2} = \text{număr întreg (de preferat par)};$$

— pentru I_2 și dimensiunile creștăturii, rezultă conductorul înfășurării și densitatea de curent J_2 din rotor.

Aceste calcule sumare sînt, în general, suficiente pentru refacerea (sau rebobinarea) mașinii.

Dacă se dorește a se efectua calculele complete (parametrii și caracteristicile) atunci se procedează ca la proiectarea normală (v. cap. 10).

25.2. CALCULUL UNUI MOTOR ASINCRON TRIFAZAT CÎND SE CERE SCHIMBAREA TENSIUNII ÎNĂȘURĂRII STATORICE

Se va prelua exemplul precedent la care urmează a se schimba tensiunea de alimentare la 220/380 V (adică $U_N = 380$ V, în conexiune Y), în loc de 380/660 V (adică $U_N = 380$ V, dar în conexiune Δ).

Se pot ivi două cazuri :

a) înfășurarea statorului este complet distrusă și nu se mai pot stabili caracteristicile constructive : numărul de spire, conductoarele etc. Calculul electromagnetic se execută, în acest caz, identic cu cel din exemplul precedent de la paragraful 25.1, dar în care se înlocuiește tensiunea de fază de 380 V, cu cea de 220 V ;

b) înfășurarea statorului nu este distrusă, și i se pot deci stabili caracteristicile constructive : w_1 , n_{c1} , y_1 și dimensiunile conductorului.

Calculul electromagnetic (recalcularea) se rezumă în acest caz la stabilirea caracteristicilor noii înfășurări a statorului : w'_1 , n'_{c1} și dimensiunile conductorului.

La înfășurările repartizate în creștături care au $k_w \neq 1$, între t.e.m. și numărul de spire există relația :

$$\frac{U_1}{U'_1} \approx \frac{E_1}{E'_1} = \frac{w_1 k_{w1}}{w'_1 k'_{w1}}, \quad (25.15)$$

unde, cu semnul (') s-au notat mărimile recalculate (ale noii înfășurări).

În asemenea situații, se alege pentru noua înfășurare același pas principal y_1 ca cel existent și deci :

$$k_{w1} = k'_{w1}.$$

— Numărul de spire, pe fază, rezultă deci :

$$w'_1 = w_1 \frac{U_1}{U'_1} = 228 \frac{220}{380} \approx 132. \quad (25.16)$$

— Numărul de conductoare dintr-o creștătură, considerînd $a'_1 = 1$:

$$n'_{c1} = \frac{2m_1 a'_1 w'_1}{Z_1} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 1 \cdot 132}{36} = 22 = \text{număr întreg par.} \quad (25.16, a)$$

— Diametrul izolat al conductorului (considerînd tot conductor rotund, deoarece creștătura este ovală) rezultă din condiția respectării aceluiași coeficient de umplere a creștăturii k_n .

Se poate deci scrie :

$$n_{c1} d_{i2}^2 = n'_{c1} d_{i2}'^2, \quad (25.17)$$

de unde rezultă :

$$d'_{i2} = d_{i2} \sqrt{\frac{n_{c1}}{n'_{c1}}} = 1,66 \sqrt{\frac{38}{22}} = 2,18 \text{ mm.} \quad (25.17, a)$$

Deoarece acest diametru nu intră în creștătură (nu este satisfăcută relația (25.11)), cit și datorită faptului că înfășurările care au diametrele conductoarelor mai mari de 2 mm, sînt mai greu de executat, se alege două fire în paralel ($n'_f = 2$).

În acest caz, numărul total de conductoare în creștătură este

$$n'_{tot} = n'_{c1} n'_f = 22 \cdot 2 = 44, \quad (25.18)$$

iar relația (25.17) devine :

$$n_{c1} d_{i2}^2 = n'_{tot} d_{i2}'^2, \quad (25.19)$$

de unde rezultă diametrul izolat al unui fir :

$$d'_{i2} = d_{i2} \sqrt{\frac{n_{c1}}{n'_{tot}}} = 1,66 \sqrt{\frac{38}{44}} = 1,543 \text{ mm} \quad (25.19, a)$$

Pentru o grosime bilaterală a emailului tereftalic de cca. 0,05 mm, din STAS 685-74 (anexa 5) se alege conductorul :

$$\text{CuEm } \varnothing 1,5 \text{ ET} = 1,767 \text{ mm}^2, \quad (25.19, b)$$

pentru care va rezulta un coeficient de umplere a creștăturii k_n ceva mai mare decît în exemplul precedent.

25.3. CALCULUL UNUI MOTOR ASINCRON TRIFAZAT ÎN CAZUL CÎND SE CERE SCHIMBAREA TURAȚIEI

Această situație este mai dificilă deoarece între dimensiunile miezului feromagnetic, ale creștăturii și numărul de perechi de poli (sau turație) este o strînsă corelare. Din punct de vedere al inducțiilor magnetice în juguri, cel mai dezavantajos este cazul trecerii de la o turație mai mică la una mai mare.

Pentru exemplificare se alege mașina precedentă (de la paragraful 25.1) căreia se dorește a i se schimba turația de la $n_1 = 1500$ rot/min ($2p = 4$) la $n_1 = 3000$ rot/min ($2p = 2$).

• Verificarea numărului de creștături pe pol și fază q_1 , care trebuie să respecte condițiile specificate la paragraful 19.5.1, dintre care cea mai importantă este ca q_1 să fie număr întreg.

În cazul de față :

$$q_1 = \frac{Z_1}{2pm_1} = \frac{36}{2 \cdot 1 \cdot 3} = 6 = \text{număr întreg.} \quad (25.20)$$

• Verificarea compatibilității numerelor de creștături ale statorului Z_1 , ale rotorului Z_2 și numărul de poli $2p$, verificare care se face pe baza tabelului 10.4, care conține numărul de creștături recomandate pentru motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit.

Din acest tabel rezultă că $Z_1 = 36$ este compatibil cu $Z_2 = 44$ atît la $2p = 4$ (1500 rot/min) cît și la $2p = 2$ (3000 rot/min).

• Fiind îndeplinite cele două condiții de bază, se poate trece la calculul electromagnetic și dimensionarea înfășurării statorului, folosind dimensiunile geometrice de la exemplul precedent din paragraful 25.1.

— Numărul de perechi de poli :

$$p = \frac{60f_1}{n_1} = \frac{60 \cdot 50}{3000} = 1. \quad (25.21)$$

— Pasul polar :

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi \cdot 165}{2 \cdot 1} \approx 260 \text{ mm} = 26 \text{ cm.} \quad (25.22)$$

— Fluxul magnetic util pe pol. La prima vedere s-ar părea că determinarea fluxului magnetic util pe pol se poate face, ca și în cazul precedent, cu relația (25.4), adică din condiția respectării inducției magnetice în întrefier B_δ . Dar, după cum se observă din comparația relațiilor (25.22) și (25.2), în noua situație pasul polar τ s-a dublat ceea ce conduce (pentru aproximativ aceeași valoare a inducției magnetice B_δ) la un flux magnetic util pe pol, dublu. Aceasta înseamnă că pentru solicitări magnetice normale în întrefier și în dinți, vor rezulta inducții magnetice duble în juguri, ceea ce nu se poate admite.

De aceea, în cazul trecerii de la o turație mai mică, la o turație mai mare, se forțează puțin peste limitele superioare inducțiile magnetice în juguri, cu ajutorul cărora se va determina fluxul magnetic util pe pol, în condițiile în care solicitările magnetice ale dinților și întrefierului vor rezulta sub limitele normale.

Creșterea inducțiilor magnetice în juguri cu circa 10% peste limitele admisibile, conduce la creșterea pierderilor în fierul jugurilor și deci la o încălzire mai mare a acestora; o parte din căldură este însă preluată de dinți, în care pierderile scad considerabil.

Fluxul magnetic util pe pol, se determină deci din relația (10.45) (v. rel. 25.5):

$$\Phi = 2 k_{Fe} l_{Fe} h_{j1} B_{j1} = 2 \cdot 0,95 \cdot 0,12 \cdot 0,0235 \cdot 1,7 = 9,1 \cdot 10^{-3} \text{ Wb,} \quad (25.23)$$

în care: $B_{j1} = 1,7 \text{ T}$, cu circa 10% mai mare decât limita maximă indicată în paragraful 10.4.2.B.

Deoarece inducțiile magnetice în întrefier și în dinți vor fi mult sub limitele normale, va scădea factorul de saturație magnetică parțială.

Se alege deci $k_{sa} \approx 1,1$ pentru care, din figura 10.7, rezultă:

$$\alpha_i \approx 0,67; \quad (25.24)$$

$$k_R = 1,1.$$

— Inducția magnetică maximă în întrefier:

$$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau l_i} = \frac{9,1 \cdot 10^{-3}}{0,67 \cdot 0,26 \cdot 0,12} = 0,435 \text{ T.} \quad (25.25)$$

— Inducția magnetică aparentă în dinții statorului:

$$B'_d = \frac{l_i l_i B_\delta}{k_{Fe} l_{Fe} b_a} = \frac{1,44 \cdot 12 \cdot 0,435}{0,95 \cdot 12 \cdot 0,75} = 0,88 \text{ T.} \quad (25.26)$$

Înfășurarea se execută tot cu conductor rotund (din sîrmă), avînd pasul:

$$y_1 \approx \frac{5}{6} \quad y_a = \frac{5}{6} \quad m_1 q_1 = \frac{5}{6} \cdot 3 \cdot 6 = 15, \quad (25.27)$$

adică:

$$y_1 = 1 - 16,$$

pentru care, din anexa 1 (tabelul 10-I) rezultă:

$$k_{w1} = 0,925. \quad (25.27, a)$$

Pentru cazul în care $2p = 2$, la mașinile mari și în special la înaltă tensiune, din motive tehnologice (o bobinare mai ușoară), se folosește o scurtare a pasului chiar pînă la $1/3 y_\tau$, cu dezavantajul unui factor de înfășurare scăzut.

— Numărul de spire pe fază:

$$w_1 = \frac{k_E U_1}{4 k_{w1} k_{w1} \Phi} = \frac{0,975 \cdot 380}{4 \cdot 1,1 \cdot 50 \cdot 0,925 \cdot 9,1 \cdot 10^{-3}} = 200 \quad (25.28)$$

în care: $k_E = 0,975$ din figura 10.6 pentru $p = 1$.

— Numărul de conductoare în creștătură, pentru $a_1 = 1$:

$$n_{c1} = \frac{2 m_1 a_1 w_1}{Z_1} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 1 \cdot 200}{36} = 33,3.$$

Se ia:

$$n_{c1} = 34,$$

pentru care rezultă:

$$w_1 = \frac{Z_1 n_{c1}}{2 m_1 a_1} = \frac{36 \cdot 34}{2 \cdot 3 \cdot 1} = 204. \quad (25.28, a)$$

Ca urmare, prin recalculare, scad (cu raportul 200/204): Φ , B_δ , B'_d și B_{j1} .

• Solicitări electrice.

Pătura de curent se stabilește la valoarea rezultată din figura 10.13 pentru $\tau = 26 \text{ cm}$ și $p = 1$ și anume:

$$A = 380 \text{ A/cm.} \quad (25.29)$$

— Curentul nominal, pe fază:

$$I_N = \frac{a_i A l_i}{n_{c1}} = \frac{1 \cdot 380 \cdot 1,44}{34} = 16 \text{ A.} \quad (25.30)$$

— Diametrul izolat al conductorului se determină cu o relație similară cu relația (25.17, a), adică:

$$d'_{iz} = d_{iz} \sqrt{\frac{n_{c1}}{n_{c1}}} = 1,66 \sqrt{\frac{38}{34}} = 1,755. \quad (25.31)$$

Din STAS 685-74 (anexa 5) se alege conductorul:

$$\text{CuEm } \emptyset 1,7 \text{ ET} = 2,27 \text{ mm}^2. \quad (25.31, a)$$

Densitatea de curent:

$$J_1 = \frac{I_N}{a_i s_{cut}} = \frac{16}{1 \cdot 2,27} \approx 7,05 \text{ A/mm}^2, \quad (25.32)$$

care se încadrează în limitele indicate în paragraful 10.4.1 B.

— Puterea obținută se determină în ipoteza că, deoarece solicitările magnetice în întrefier și dinți sînt mai mici, se vor obține $\cos \varphi$ și η cel puțin egale cu cele anterioare. Se poate presupune deci, acoperitor, că puterea crește proporțional cu creșterea curentului, rezultînd valoarea:

$$P = \frac{16}{13} \cdot 11 \approx 13,5 \text{ kW.} \quad (25.33)$$

În cazul că ar fi fost necesară trecerea la o turație inferioară, atunci echilibrul solicitărilor se modifică iarăși, dar părțile cu cele mai mari solicitări magnetice vor fi dinții și întrefierul. În această situație determinarea fluxului magnetic util pe pol se va face plecînd de la solicitarea normală din întrefier, așa cum s-a procedat și în cazul exemplului de la paragraful 25.1 (după cum se observă de data aceasta crescînd $2p$, scade τ , ceea ce duce — pentru valori normale ale inducției magnetice în întrefier — la scăderea fluxului magnetic util pe pol și deci la micșorarea inducțiilor magnetice în juguri).

În concluzie, din cele expuse, se observă că, în cazul creșterii turației unei mașini cu solicitări magnetice inițiale la limitele superioare admise, fluxul magnetic util al mașinii practic nu mai poate fi crescut, deși τ crește, deoarece ar duce la inducții magnetice prea mari în juguri avînd drept consecință creșterea tensiunilor magnetice și a încălzirii jugurilor, care pot depăși limitele admisibile.

Pe de altă parte, conform figurii 10.13, pentru un τ mai mare, dar p mai mic, se poate lua totuși o încărcare liniară A ceva mai mare decît cea inițială. Cum numărul de spire pe fază w_1 nu poate fi modificat prea mult, deoarece ar duce la modificarea fluxului magnetic util Φ , rezultă că încărcarea liniară A poate fi crescută numai prin creșterea corespunzătoare a curentului nominal I_N , însă astfel încît să nu se depășească limitele admise pentru densitatea de curent J_1 .

Rezultă deci, că în cazul unei creșteri a turației, creșterea puterii motorului este mică, și se obține, în principiu, prin creșterea curentului în funcție de limitele admise ale încărcării liniare și de creștere a eficacității ventilației datorită creșterii turației.

În cazul trecerii la o turație inferioară, așa cum s-a mai arătat τ scade și deci, pentru solicitări magnetice normale în întrefier și dinți, scade și fluxul magnetic util pe pol. Micșorarea fluxului magnetic util pe pol, are drept consecință, pentru o anumită tensiune de fază, creșterea numărului de spire pe fază w_1 , deci și a numărului de conductoare dintr-o creștătură n_{11} .

În mod evident creșterea numărului de conductoare în creștătură, duce la micșorarea diametrului conductorului și deci la micșorarea curentului nominal, corelată și cu o înrăutățire a ventilației datorită scăderii turației.

Rezultă așadar că, în cazul unei scăderi a turației, puterea mașinii scade în raportul scăderii secțiunii conductorului, odată cu scăderea și a eficacității ventilației.

În ambele cazuri de schimbare a turației, se recomandă însă efectuarea completă a calculelor electromagnetice, deoarece, echilibrul solicitărilor electromagnetice fiind stricat, sînt posibile surprize la caracteristicile de pornire și funcționare ale mașinii.

25.4. INDICAȚII PRIVIND RECALCULAREA UNUI MOTOR ASINCRON TRIFAZAT CĂRUIA NU I SE CUNOAȘTE NICI O DATĂ ÎNȚIALĂ (LIPSEȘTE ȘI ÎNFĂȘURAREA STATORULUI ȘI ETICHETA)

În acest caz, se pot cunoaște, pe baza măsurărilor efectuate, numai dimensiunile geometrice ale miezului feromagnetic și numărul de creștături, atât pentru stator cît și pentru rotor.

După cum s-a menționat, la un motor asincron, pentru o anumită tensiune și frecvență, există o strînsă legătură între dimensiunile miezului feromagnetic, numărul de creștături ale statorului și rotorului și numărul de poli (sau turație).

• Reiese deci că vor trebui mai întîi stabilite aceste legături (compatibilități), astfel încît mașina să rezulte cu solicitările electromagnetice cît mai apropiate de cele normale.

Modul de verificare al acestor compatibilități depinde de tipul rotorului.

Dacă motorul este cu rotorul bobinat, se calculează numărul de creștături pe pol și fază ale statorului q_1 și rotorului q_2 ($m_2 = -m_1$):

$$q_1 = \frac{Z_1}{2pm_1}; \quad q_2 = \frac{Z_2}{2pm_2},$$

care trebuie să fie numere întregi, diferite între ele ($q_2 \neq q_1$) și apropiate de limitele (aproximative) indicate în paragrafele 10.5.1 (pentru q_1) și 10.6.1 A (pentru q_2).

Dacă motorul este cu rotorul în scurtcircuit, compatibilitatea dintre Z_1 , Z_2 și $2p$ se verifică pe baza tabelului 10.4, în care sînt recomandate numerele de creștături pentru motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit (este evident că $2p$ rezultă din condiția ca q_1 să fie număr întreg).

Pentru numărul de poli $2p$, stabilit în urma verificării compatibilităților menționate, se trece la efectuarea calculului electromagnetic pe baza dimensiunilor geometrice cunoscute, calcul din care rezultă tipul înfășurărilor și solicitările electromagnetice.

În situațiile în care legăturile de compatibilitate sînt satisfăcute simultan pentru mai multe valori ale numărului de poli $2p$ (deci mai multe turații), din calculul electromagnetic pot rezulta trei cazuri:

a) *solicitări magnetice (inducții) normale în toate porțiunile circuitului magnetic.* Aceasta înseamnă că numărul de poli $2p$ (deci turația) au fost bine aleși (coincid cu cei inițiali pentru care a fost construită mașina);

b) *inducții magnetice normale în întrefier și dinți, dar foarte mari în juguri.* Aceasta înseamnă că s-a luat $2p$ prea mic (turație prea mare). Se procedează la mărirea numărului de poli $2p$ (adică la scăderea turației), evident cu verificarea compatibilităților menționate, pînă ce se obțin solicitări magnetice normale în toate porțiunile circuitului magnetic;

c) *inducții magnetice normale în juguri, dar prea mici în întrefier și dinți.* În această situație se procedează invers față de cazul b) (se micșorează $2p$, adică se mărește turația).

• **Solicitările electrice se stabilesc astfel:**

— *Pătura de curent A se stabilește din figura 10.13, din care rezultă curentul nominal al mașinii, așa cum s-a procedat mai sus (v. rel. 25.30).*

Se stabilește apoi diametrul conductorului dacă forma creștăturii este ovală sau trapezoidală, din condiția de umplere a creștăturii, similar ca în exemplul de la paragraful 25.1. Dacă însă forma creștăturii este de tip cu pereții paraleli, când se recomandă conductor profilat din bare, atunci dimensiunile conductorului se stabilesc tot în funcție de dimensiunile creștăturii și de n_{cl} , dar se ține cont și de modul de așezare a conductoarelor în creștătură (vezi și exemplul de la paragraful 24.2). În ambele cazuri, dimensiunile definitive ale conductorului se aleg din STAS-ul respectiv, în apropierea valorilor obținute.

— Densitatea de curent se calculează în funcție de curentul nominal determinat și de secțiunea conductorului rezultată din STAS similar ca în cazul precedent (v. ref. 25.32). Valoarea obținută pentru densitatea de curent, trebuie să se încadreze în limitele indicate în paragraful 10.4.1 B.

— *Puterea nominală* aproximativă, rezultată în urma recalculării motorului, se determină cu relația:

$$P_N \approx \sqrt{3} U_N I_N \eta \cos \varphi \quad [\text{W}] \quad (25.33, a)$$

în care η se estimează din figura 10.1 sau 10.2 și $\cos \varphi$ din figura 10.3 sau 10.4.

Capitolul 26. PROBLEME DE MAȘINI SINCRONE

26.1. GENERALITĂȚI

În principiu, problemele de reproiectare sau de recalculare în diferite situații ale mașinilor sincrone, sînt similare cu cele ale celorlalte tipuri de mașini electrice.

Astfel, statorul mașinilor sincrone normale (cu inductorul pe rotor) se recalculează similar cu cel al mașinilor asincrone, în afară de situația unei eventuale schimbări de turație, fără schimbarea frecvenței, când va trebui modificat nu numai numărul de poli ai înfășurării statorice, ci și numărul de poli ai rotorului ceea ce necesită deci modificări radicale adică, practic, trebuie schimbat tot rotorul, ceea ce înseamnă o altă mașină.

Recalculările rotorului mașinii sincrone, adică ale înfășurării de excitație, se fac similar ca ale înfășurării derivație (sau separată) ale mașinilor de curent continuu.

De aceea, în cele ce urmează, se vor avea în vedere în special, unele probleme de calcul mai deosebite ce vizează în primul rînd, modul de comportare a mașinilor sincrone, în exploatare, atunci cînd se produc variații bruște de sarcină, problemă frecvent întîlnită și foarte importantă pentru ceilalți consumatori legați la aceeași rețea.

26.2. DETERMINAREA CĂDERII DE TENSIUNE LA BORNELE GENERATORULUI SINCRON, LA CUPLAREA BRUSCĂ A UNEI SUPRASARCINI DE CURENT

În cazul generatoarelor sincrone care lucrează pe rețele proprii, cum sînt cele ce echipează grupurile electrogene navale, grupurile electrogene de foraj etc., determinarea căderii de tensiune la borne la cuplarea bruscă a unei sarcini suplimentare de curent, este deosebit de importantă.

Dacă această cădere de tensiune depășește anumite limite, se poate produce declanșarea protecțiilor de minimă tensiune ale anumitor consumatori deja în funcțiune, apărînd astfel mari dereglări în funcționarea întregii instalații.

Se impune deci determinarea căderilor de tensiune la bornele generatorului în cazurile în care sînt necesare cuplări bruște ale unor consumatori, în funcție de care se stabilesc măsurile ce trebuie luate pentru evitarea neajunsurilor menționate.

Pentru o înțelegere mai bună a problemei, se va avea în vedere cazul concret al generatorului sincron cu poli aparenti de 440 kVA; 6,3 kV; 1 000 rot/min, din exemplul de calcul prezentat în capitolul 14, cazul 1.

În vederea stabilirii modului de lucru și al relațiilor de calcul necesare regimului tranzitoriu care apare la aplicarea în mod brusc a unei suprasarcini de curent, se trasează în figurile 26.1 și 26.2 diagramele fazoriale ale regimului staționar (la funcționarea normală) și ale regimului tranzitoriu, pentru datele nominale ale generatorului din exemplul considerat.

La trasarea acestor diagrame s-au folosit reactanțele nesaturate ale mașinii, deoarece avînd variații ale tensiunii (căderi de tensiune), saturația magnetică va varia și ea, dar cu tendința spre starea nesaturată a mașinii.

Se consideră că, inițial, generatorul funcționează la regimul nominal cu:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{1i} = \underline{U}_{1N} = 1 \text{ u.r.}; \quad \underline{I}_{1i} = \underline{I}_{1N} = 1 \text{ u.r.}, \\ \cos \varphi_i = \cos \varphi_N = 0,8; \quad \sin \varphi_i = 0,6 \quad (\varphi_i = 36,87^\circ), \end{aligned}$$

căruia îi corespunde impedența de sarcină inițială:

$$\underline{z}_i = r_i + jx_i \quad [\text{u.r.}], \quad (26.1)$$

astfel încît:

$$\operatorname{tg} \varphi_i = \operatorname{tg} \varphi_N = \frac{x_i}{r_i},$$

unde cu indicele i s-au notat, mărimile inițiale (înainte de aplicarea suprasarcinii); cele fără indicele i corespund regimului tranzitoriu (după aplicarea bruscă a suprasarcinii).

Pentru o ușoară urmărire a mersului problemei, se reamintesc principalele date necesare, ale generatorului cu poli aparenti considerat:

$$\begin{aligned} x_{\sigma 1} &= 0,088 \text{ u.r.} & x_d &= 1,4 \text{ u.r.}; \\ x_{ad} &= 1,31 \text{ u.r.}; & x_q &\approx 0,8 \text{ u.r.}; \\ x_{aq} &= 0,705 \text{ u.r.}; & x'_d &= 0,303 \text{ u.r.} \end{aligned}$$

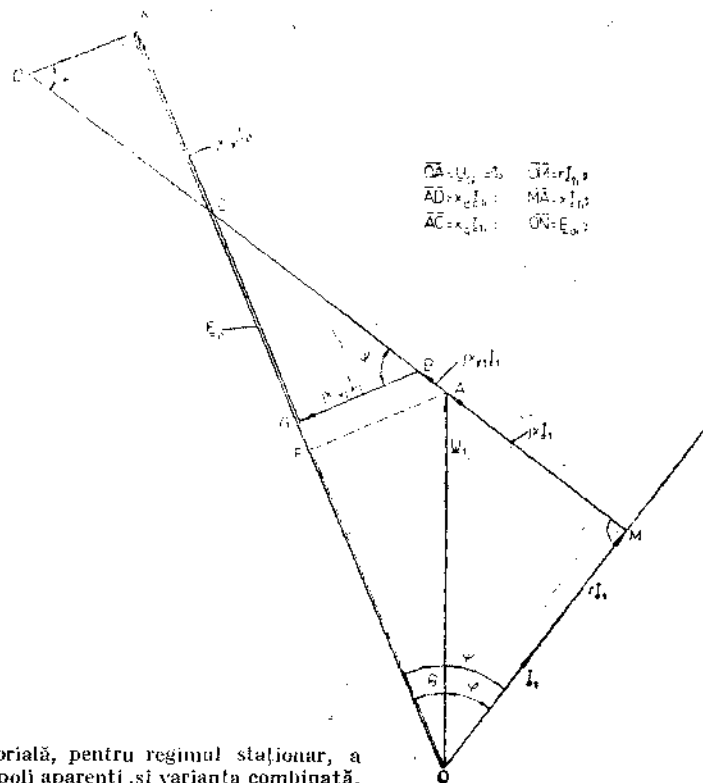


Fig. 26.1. Diagrama fazorială, pentru regimul staționar, a generatorului sincron cu poli aparenti și varianta combinată.

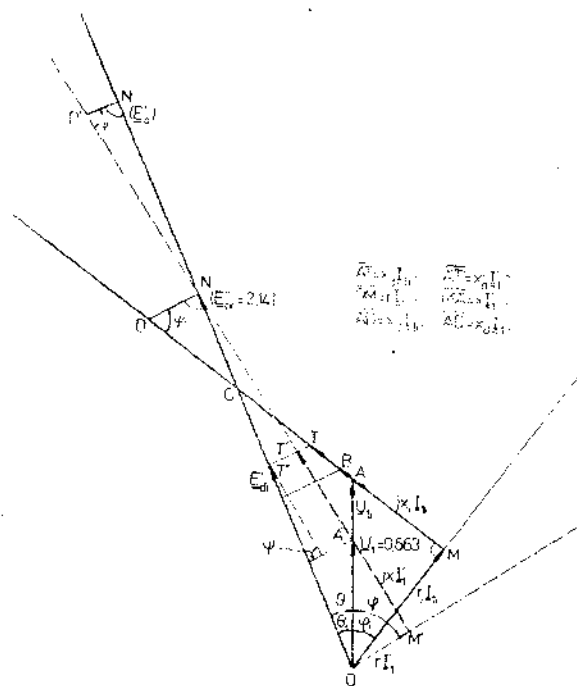


Fig. 26.2. Diagrama fazorială, pentru regimul tranzitoriu, a generatorului sincron cu poli aparenti și varianta combinată.

Pe baza figurii 26.1 se pot obține :

• Unghiul intern θ_i .

Pornind de la relația evidentă :

$$U_{1i} \sin \theta_i = I_{1i} x_q \cos \phi_i = I_{1i} x_q \cos(\theta_i + \phi_i) \quad (26.2)$$

și efectuind calculele trigonometrice rezultă :

$$\operatorname{tg} \theta_i = \operatorname{tg} \theta_N = \frac{I_{1i} x_q \cos \phi_i}{U_{1i} + x_q I_{1i} \sin \phi_i} = \frac{1 \cdot 0,8 \cdot 0,8}{1 + 0,8 \cdot 1 \cdot 0,6} = 0,433 \quad (26.2, a)$$

cărui îi corespund unghiurile :

$$\theta_i = 23,4^\circ ;$$

$$\psi_i = \phi_i + \theta_i = 36,87 + 23,4 = 60,27^\circ.$$

• T.e.m. inițială E_{oi}'' (pe caracteristica liniară).

$$E_{oi}'' = U_{1i} \cos \theta_i + I_{1i} x_d \sin \psi_i = 1 \cos 23,4^\circ + 1 \cdot 1,4 \sin 60,27^\circ \approx 2,14 \text{ u.r.} \quad (26.3)$$

S-ar părea, că este o diferență relativ importantă între valoarea lui $E_{oi}'' = 2,14$ u.r. rezultată cu relația (26.3) și valoarea $E_o'' = 2,34$ u.r. obținută la paragraful 14.12.5 de pe caracteristica liniară de funcționare în gol, din figura 14.4, a. Dacă se are însă în vedere faptul că E_o'' s-a determinat de pe caracteristica liniară de funcționare în gol pentru un curent de excitație majorat cu circa 4% față de valoarea reală rezultată din figura 14.2, a (v. relațiile (14.77) și (14.77, a)), și că valoarea solenției de excitație la sarcină nominală a fost determinată, la rîndul său, pentru starea saturată a mașinii, rezultă că această diferență este sub 3%, ceea ce este cu totul acceptabil. De altfel, aceste diferențe pot depinde și de factori subiectivi cum sînt : precizia trasării tangentei în origine la caracteristica reală de funcționare în gol, alegerea coeficienților k_{ad} și k_{aq} din curbe etc.

Valoarea t.e.m. tranzitorii corespunzătoare stării inițiale se poate obține, pe baza figurii 26.2 după o serie de relații intermediare, cu relația finală :

$$E_{di}' = E_{oi}'' \frac{x_a'}{x_a} + U_{1i} \frac{x_a - x_a'}{x_a} \cos \theta_i = 2,14 \frac{0,303}{1,4} + 1 \cdot \frac{1,4 - 0,303}{1,4} \cos 23,4^\circ = 1,18 \text{ u.r.} \quad (26.4)$$

Față de această stare inițială, se consideră, de exemplu, o suprasarcină bruscă de curent $I_s = 2I_{1i}$ la $\cos \varphi_s = 0,4$.

Pentru sarcina inițială, considerată cea nominală, rezultă :

$$I_{1i} = I_s - jI_{sr} = I_{1i} \cos \varphi_i - jI_{1i} \sin \varphi_i = 0,8 - j0,6 ;$$

$$z_i = \frac{U_{1i}}{I_{1i}} = \frac{1}{0,8 - j0,6} = 0,8 + j0,6 \text{ u.r.}$$

În cazul încărcării în mod brusc cu o suprasarcină de curent de două ori curentul nominal ($I_s = 2I_{1i}$), atunci, pentru tensiunea inițială, care era cea nominală $U_{1N} = 1$, dar la $\cos \varphi_s = 0,4$ ($\sin \varphi_s = 0,917$) cînd :

$$I_s = I_s \cos \varphi_s - jI_s \sin \varphi_s = 2 \cdot 1 \cdot (0,4 - j0,917) = 0,8 - j1,834 \text{ u.r.} \quad (26.5)$$

curentul total din stator va fi :

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{1t} + \underline{I}_s = 0,8 - j0,6 + 0,8 - j1,834 = 1,6 - j2,434 \text{ u.r.}$$

Impedanța corespunzătoare a sarcinii va fi :

$$\underline{z} = \frac{\underline{U}_s}{\underline{I}_1} = \frac{1}{1,6 - j2,434} = 0,189 + j0,287 \text{ u.r.}, \quad (26.6)$$

de unde :

$$r = 0,189 \text{ u.r.}; x = 0,287 \text{ u.r.} \quad (26.6, a)$$

În primul stadiu tranzitoriu, unghiurile față de fazorul $\underline{E}_o''$ se obțin cu relațiile (fig. 26.2), pentru punctele cu semnul prim ('):

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{x + x_d}{r} = \frac{0,287 + 0,8}{0,189} = 5,72 \Rightarrow \psi = 80,09^\circ;$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{x}{r} = \frac{0,287}{0,189} = 1,52 \Rightarrow \varphi = 56,63^\circ; \quad (26.7)$$

$$\theta = \psi - \varphi = 80,09^\circ - 56,63^\circ = 23,45^\circ.$$

După cum se vede, unghiul intern θ rămâne practic neschimbat ($\theta \approx \theta_i$). În această primă stare tranzitorie, valoarea inițială a t.e.m. tranzitorii $\underline{E}_{di}$ va rămâne nemodificată, însă curentul va face un salt de la valoarea inițială $\underline{I}_{1i} = 1 \text{ u.r.}$ la valoarea $\underline{I}_1'$, care rezultă din relația, evidentă, obținută pe baza figurii 26.2 :

$$\underline{E}_{di} = x_d \underline{I}_1' \sin \psi + \underline{U}_1' \cos \theta = x_d \underline{I}_1' \sin \psi + \underline{I}_1' \sqrt{r^2 + x^2} \cos \theta, \quad (26.8)$$

de unde :

$$\underline{I}_1' = \frac{\underline{E}_{di}}{x_d \sin \psi + \sqrt{r^2 + x^2} \cos \theta} = \frac{1,18}{0,303 \sin 80,09^\circ + \sqrt{0,189^2 + 0,287^2} \cos 23,45^\circ} = 1,92 \text{ u.r.} \quad (26.8, a)$$

În primul moment ($t \approx 0$), tensiunea la borne scade brusc la valoarea $\underline{U}_1'$ dată de relația (se neglijează procesul supratranzitoriu care este foarte scurt — cca. $0,03 \div 0,05 \text{ s}$) :

$$\underline{U}_1' = \underline{I}_1' \sqrt{r^2 + x^2} = 1,92 \sqrt{0,189^2 + 0,287^2} = 0,663 \text{ u.r.} \quad (26.9)$$

Rezultă deci că la șocul de curent considerat ($\underline{I}_s = 2\underline{I}_{1i} = 2\underline{I}_{1N}$), căderea de tensiune bruscă, la bornele generatorului este :

$$\Delta \underline{U} = \underline{U}_{1i} - \underline{U}_1' = 1 - 0,663 = 0,337 \text{ u.r.} \quad (26.10)$$

(adică 33,7% din $\underline{U}_{1i} = \underline{U}_{1N}$).

Această cădere de tensiune tranzitorie la $t \approx 0$, este proprie generatorului respectiv corelat cu sarcina aplicată brusc și nu poate fi compensată cu nimic în această primă etapă. Dar, în etapa imediat următoare, deoarece excitația corespunzătoare datelor inițiale nu se modifică, rezultă că t.e.m. inițială $\underline{E}_{oi}$ se modifică în $\underline{E}_o''$, a cărei valoare se obține tot cu relația (26.3), dar pentru valorile termenilor, corespunzători noului regim, adică :

$$\underline{E}_o'' = \underline{U}_1' \cos \theta + \underline{I}_1' x_d \sin \psi = 0,663 \cos 23,4^\circ + 1,92 \cdot 1,4 \sin 80,09^\circ = 3,26 \text{ u.r.} \quad (26.11)$$

Dacă, în continuare, nu se intervine cu suplimentarea corespunzătoare a solenației de excitație, atunci t.e.m. $\underline{E}_o''$ revine la valoarea inițială $\underline{E}_{oi}$ într-un interval de timp dat de constanta de timp :

$$T_s' = T_e \frac{r^2 + (x + x_d)(x' + x_d')}{r^2 + (x + x_d)(x + x_d)} [s] \quad (26.12)$$

unde

T_e este constanta de timp a înfășurării de excitație, dată de relația (13.148, a) în s.

Tensiunea la borne scade la valoarea :

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_1' \frac{\underline{E}_{oi}}{\underline{E}_o''} = 0,663 \frac{2,14}{3,26} = 0,435 \text{ u.r.} \quad (26.13)$$

Curentul generatorului va scădea și el în același raport ca și tensiunea, adică :

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_1' \frac{\underline{E}_{oi}}{\underline{E}_o''} = 1,92 \frac{2,14}{3,26} = 1,26 \text{ u.r.} \quad (26.14)$$

Va scădea în același timp și t.e.m. tranzitorie corespunzătoare noului regim, la valoarea :

$$\underline{E}_d = \underline{E}_{di} \frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_1'} = 1,18 \frac{1,26}{1,92} = 0,776 \text{ u.r.} \quad (26.15)$$

Dacă în această perioadă va interveni un regulator automat de tensiune, atunci t.e.m. $\underline{E}_o''$ nu va mai scădea pînă la $\underline{E}_{oi}$, ci se va opri la o valoare $\underline{E}_{o'min} > \underline{E}_{oi}$, modificind iarăși valoarea căderii de tensiune astfel încît, în final, tensiunea la bornele generatorului va fi :

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_1' \frac{\underline{E}_{o'min}}{\underline{E}_o''} [\text{u.r.}] \quad (26.16)$$

Valorile lui $\underline{E}_{o'min}$ și a timpului de restabilire a procesului tranzitoriu, depind atît de parametrii generatorului și regulatorului, cît și de modul de corelare dintre acestea, adică de :

— viteza de excitație (creșterea medie a tensiunii de excitație, pe secundă, comparativ cu tensiunea de excitație, la sarcină nominală);

— capacitatea de excitație $\frac{U_{emax}}{U_{eN}}$

(pragul de forțare a excitației);

— constantele de timp T_e și T_s' .

Metoda expusă mai sus pentru generatoarele sincrone cu poli aparenti se poate aplica și la cele cu poli înecați, dar cu particularizările respective ale parametrilor și diagramelor fazoriale.

$$\begin{aligned} \overline{OA} &= \underline{U}_1; & \overline{OA} &= \underline{U}_1'; \\ \overline{OM} &= x_d \underline{I}_1; & \overline{OM} &= x_d \underline{I}_1'; \\ \overline{MA} &= x_d \underline{I}_1; & \overline{MA} &= x_d \underline{I}_1'; \\ \overline{AC} &= x_d \underline{I}_1; & \overline{AC} &= x_d \underline{I}_1'; \\ \overline{AT} &= x_d \underline{I}_1; & \overline{AT} &= x_d \underline{I}_1'; \\ \overline{OT} &= \underline{E}_{oi}; & \overline{OT} &= \underline{E}_{oi}; \\ \overline{AB} &= x_d \underline{I}_1; & \overline{AB} &= x_d \underline{I}_1'. \end{aligned}$$

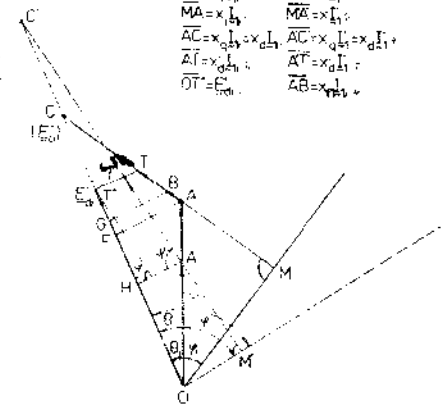


Fig. 26.3. Diagrama fazorială, pentru regimul tranzitoriu, a generatorului sincron cu poli înecați.

Aceasta înseamnă că, dacă în diagramele fazoriale din figurile 26.1 și 26.2 se consideră $\overline{AC} = x_a I_{1i} = x_a I_{1i}$ (deoarece $x_a = x_q$), se obține diagrama fazorială din figura 26.3 a generatorului cu poli înecați. După cum se observă din această diagramă, toate relațiile stabilite anterior rămân valabile și în acest caz.

Capitolul 27. PROBLEME DE TRANSFORMATORE

În cele mai multe cazuri, problemele ridicate de repararea sau schimbările datelor nominale ale transformatoarelor, sînt mult mai simple față de cele ale mașinilor electrice rotative.

Astfel, dacă transformatorului i se cunoaște geometria miezului feromagnetic (parte care se defectează mult mai rar), atunci la dimensionarea și stabilirea înfășurărilor se pornește, ca și în cazul proiectării normale (vezi cap. 16 și cap. 19, cu „Exemple de calcul”), prin a impune în limitele admisibile, care depind de calitatea tolei utilizate, inducția magnetică în coloană, în funcție de care rezultă, pentru secțiunea măsurată a coloanei, fluxul magnetic și inducția magnetică în juguri.

Cu valoarea rezultată a fluxului magnetic și pentru tensiunile dorite, se determină atît numărul de spire al fiecărei înfășurări (de înaltă și joasă tensiune), cît și distanțele de izolații necesare.

În funcție de tipurile stabilite pentru înfășurări (dictate de obicei de tensiuni) și de dimensiunile măsurate ale ferestrei miezului feromagnetic, se pot stabili, pentru densitățile de curent recomandate în raport cu modul de răcire folosit, secțiunile și dimensiunile înfășurărilor, etapă în care se consideră că dimensionarea este terminată și urmează calculul parametrilor și al caracteristicilor transformatorului.

După cum se observă, dacă apar greutăți la aranjarea înfășurărilor în spațiul existent al ferestrei, se poate proceda la reducerea secțiunii conductoarelor, care are drept consecință scăderea curentului și deci a puterii transformatorului obținută din geometria existentă a miezului feromagnetic, sau invers dacă rămîne spațiu prea mare.

Problemele mai deosebite ce pot apărea în acest domeniu, sînt legate de proiectarea autotransformatoarelor și a transformatoarelor cu mai multe înfășurări (cel mai frecvent trei înfășurări).

27.1. CALCULUL AUTOTRANSFORMATORULUI

A. Generalități

Avînd de realizat un autotransformator cu raport de transformare constant, se pune problema atît a stabilirii limitelor economice pentru raportul de transformare, cît și a soluției care se poate utiliza, din punct de vedere al construcției înfășurării.

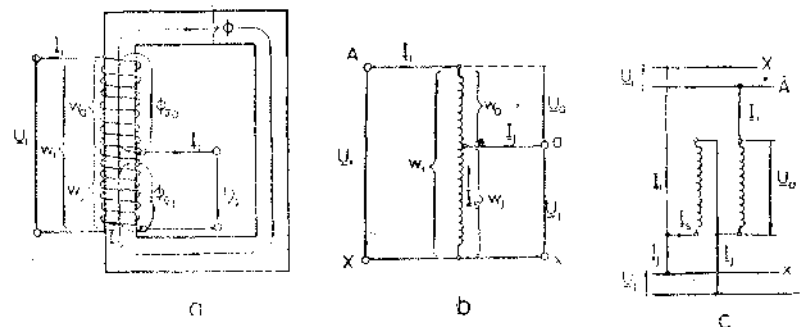


Fig. 27.1. Autotransformatorul electric monofazat (sau faza A a celui trifazat): a — construcția de principiu; b, c — variante ale schemelor de principiu; w_a — numărul de spire al porțiunii de înfășurare adițională parcursă numai de curentul I_1 pe partea de înaltă tensiune.

Astfel, considerînd schema de principiu a autotransformatorului, monofazat indicată în figura 27.1, relația puterii electromagnetice de calcul, pe coloană (și pe fază) S_{e1} , care stă la baza dimensionării pentru o fază (mărimile de fază la autotransformator, corespund și unei coloane și se notează cu indicele „1”), este :

$$S_{e1} = S_{N1} \frac{k+1}{k} \text{ [VA]}, \quad (27.1)$$

în care :

S_{N1} este puterea nominală, pe fază (și pe coloană) a autotransformatorului (S_N — puterea aparentă nominală-totală), similară cu S_1 din relația (16.1);

k — raportul de transformare (v. mai jos).

Relația (27.1) este valabilă și între puterile aparente ale autotransformatorului: de calcul S_e și nominală S_N , adică :

$$S_e = \frac{k+1}{k} S_N \text{ [VA]}. \quad (27.1, a)$$

OBSERVAȚIE. Puterea de calcul S_e reprezintă puterea transferată dintr-o parte în alta a autotransformatorului, pe cale electromagnetică; diferența de putere :

$$S_d = S_N - S_e = S_N \frac{1}{k} \text{ [VA]} \quad (27.1, b)$$

reprezintă puterea transferată (transmisă) direct din primar în secundar, pe cale galvanică.

Dependența acestei puteri de calcul, de puterea nominală S_N adică puterea totală transferată din primar în secundar, reiese mai clar din tabelul 27.1, în care se dă și variația puterii transmise direct pe cale galvanică S_d , în funcție de raportul de transformare $k = w_1/w_2$ (se folosește indicele i pentru mărimile înfășurării de înaltă tensiune și j , pentru cele ale înfășurării de joasă tensiune).

Tabelul 27.1

Rapoartele puterilor transferate, în funcție de raportul de transformare k

k	1	1,5	2	3	10
S_e/S_N	0	$1/3$	$1/2$	$2/3$	$3/10$
S_d/S_N	1	$2/3$	$1/2$	$1/3$	$1/10$

Din analiza relației (27.1) și a tabelului 27.1 rezultă că autotransformatorul prezintă avantaje numai pentru rapoarte de transformare mici, în general sub 2, cînd transferul de putere se face cu un consum mic de materiale față de transformator, consum care să compenseze dezavantajul transformatorului care are același nivel de izolație atît în primar cît și în secundar, nivel corespunzător tensiunii cu valoarea cea mai ridicată (v. paragraful 16.3.3). Se remarcă faptul că la transformatoarele mici cu tensiuni joase și în cadrul aceluiași nivel de izolație, autotransformatoarele sînt mai economice față de transformatoare și pentru rapoarte de transformare mai mari.

Autotransformatoarele utilizate sînt atît monofazate cît și trifazate cînd au, în mod uzual, conexiunea stea și sînt încărcate simetric. De aceea, studiul lor se poate face numai pe o fază, identic ca la cele monofazate.

În figura 27.1 se dă schema (constructivă și electrică) pentru autotransformatorul monofazat cu raport de transformare constant, iar în figura 27.2, schema electrică pentru autotransformatorul trifazat corespunzător, a cărui putere de calcul se determină cu relația (27.1).

Se reamintește faptul că puterea pe coloană (cu indice l) servește la dimensionarea miezului feromagnetic (a diametrului sau secțiunii coloanei cu relația 16.4).

La autotransformatoarele cu două rapoarte de transformare, cînd în secundar sînt două tensiuni, se pot utiliza două soluții de principiu. Una cînd autotransformatorul are prize pentru tensiunile corespunzătoare (fig. 27.3) și alta cînd se utilizează bobine comutabile (fig. 27.4). Autotransformatoarele cu bobine comutabile se pot utiliza cînd valorile tensiunilor secundare se pot scrie sub forma (v. fig. 27.4, c):

$$\begin{aligned} U_{2j} &= U_1 - U_s; \\ U_{2s} &= U_1 + U_s, \end{aligned} \quad (27.2)$$

unde :

U_1 este tensiunea primară (de alimentare);

U_s — tensiunea corespunzătoare bobinei comutabile.

Comparînd cele două tipuri de autotransformatoare din figurile 27.3 și 27.4 se constată că pentru tensiunea maximă $U_{2s} = U_1 + U_s$, schemele sînt identice (fig. 27.4, a), dar pentru tensiunea minimă $U_{2j} = U_1 - U_s$, autotransformatorul cu bobine comutabile are parametrii energetici mai slabi. Acest lucru reiese din compararea relațiilor puterilor de calcul pentru cele două scheme (fig. 27.3 și fig. 27.4, b), cînd au în secundar tensiunea minimă.

Considerînd $k = w_i/w_j \approx U_i/U_j$, pentru cazul din figura 27.3, puterea de calcul a autotransformatorului rezultă :

$$S_e = \frac{k-1}{k} S_N = \frac{U_s}{U_1} S_N \quad [\text{VA}], \quad (27.3)$$

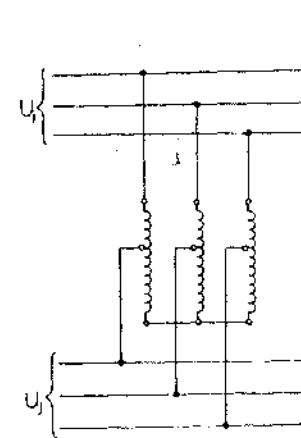


Fig. 27.2. Schema autotransformatorului trifazat cu raport de transformare constant.

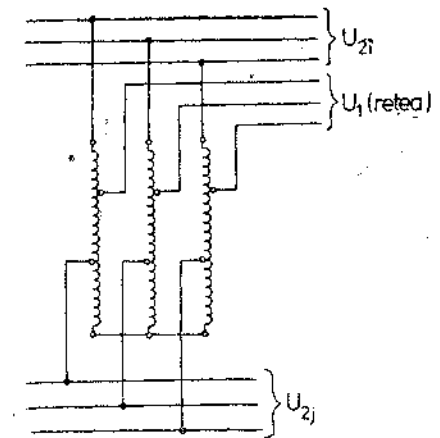


Fig. 27.3. Schema autotransformatorului trifazat cu două rapoarte de transformare.

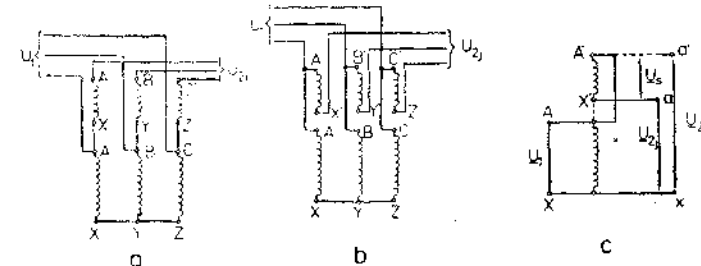


Fig. 27.4. Schema autotransformatorului trifazat cu bobine comutabile ($A'X'$, $B'Y'$ și $C'Z'$):

a — comutarea bobinelor pentru tensiunea maximă; b — comutarea bobinelor pentru tensiunea minimă; c — schema unei faze (pentru tensiunea minimă) și notarea tensiunilor.

unde :

$$\begin{aligned} U_i &= U_1; \quad U_j = U_{2j}; \\ U_1 - U_j &= U_s. \end{aligned} \quad (27.3, a)$$

Pentru cazul din figura 27.4, b și c, unde puterea electromagnetică (de calcul) de fază este $S''_{e1} = U_s I_{2s}$, puterea de calcul a autotransformatorului este :

$$S_e'' = \frac{U_s}{U_{2j}} S_N \quad [\text{VA}]. \quad (27.4)$$

Comparînd relațiile (27.3) și (27.4), rezultă :

$$S_e'' = \frac{U_1}{U_{2j}} S_e, \quad (27.5)$$

deoarece $U_1 > U_{2j}$. Deci autotransformatorul din figura 27.4 are, la aceeași putere transmisă și la aceeași tensiune secundară, o putere electromagnetică (de calcul) mai mare, pentru acoperirea pierderilor mai mari din înfășurări.

De aceea, schemele din figura 27.4 se utilizează numai în unele cazuri când se urmărește obținerea a trei tensiuni: U_2 , $U_1 - U_s$ și $U_1 + U_s$, pentru $U_2 \neq U_1 - U_s$.

De remarcat că în toate cazurile se mai pot utiliza și tensiunile dintre oricare din prizele scoase, cu condiția să nu se depășească curenții admiși pentru porțiunile corespunzătoare din înfășurări. De aceea, la autotransformatoarele cu raport de transformare variabil nu se indică puterea transmisă în secundar, ci valoarea curentului maxim admis în secundar.

B. Aplicație

Să se dimensioneze un autotransformator trifazat cu înfășurările conectate în stea, care să aibă posibilitatea de a fi alimentat de la rețelele trifazate de 220 V și de 380 V, la frecvența de 50 Hz și să transfere în secundar o putere $S_N = 8$ kVA la tensiunea de 254 V și la tensiunea de 440 V (numai la 254 V sau numai la 440 V, nu simultan la ambele tensiuni secundare).

• **Determinarea puterii de calcul** se face utilizând relația (27.1) sau, pentru puterile totale, relația (27.1, a).

În cazul de față, deși puterea nominală este aceeași pentru toate tensiunile, puterea electromagnetică de calcul, dată de relația (27.1, a), depinde de raportul de transformare k al tensiunilor. Puterea de calcul cea mai mare va fi pentru raportul de transformare cel mai mare, care, în exemplul considerat, este:

$$k = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{440}{220} = 2.$$

Rezultă astfel:

$$S_c = \frac{k-1}{k} S_N = \frac{2-1}{2} 8 = 4 \text{ kVA.} \quad (27.6)$$

Diametrul coloanei autotransformatorului corespunde deci cu cel al unui transformator de 4 kVA și se determină ca în paragraful 16.1.

• **Secțiunea (transversală) netă de fier a coloanei**, conform relației (16.1):

$$S_c = C_r \sqrt{\frac{S_{c1}}{f}} = (4 \div 6) \cdot 10^{-4} \sqrt{\frac{1333}{50}} = (20,6 \div 30,98) \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 = (20,6 \div 30,98) \text{ cm}^2, \quad (27.7)$$

în care:

— puterea aparentă de calcul pe o coloană, pentru $c = m = 3$ coloane:

$$S_{c1} = \frac{S_c}{c} = \frac{4 \cdot 10^3}{3} = 1333 \text{ VA.} \quad (27.7, a)$$

— pentru secțiunea coloanei în trepte (cum se alege în cazul de față), cu relația (16.2, a), rezultă diametrul coloanei:

$$D_c = \sqrt{\frac{4S_c}{\pi k_m}} = 2 \sqrt{\frac{20,6 \div 30,98}{\pi \cdot 0,8}} = 5,72 \div 7,02 \text{ cm,} \quad (27.8)$$

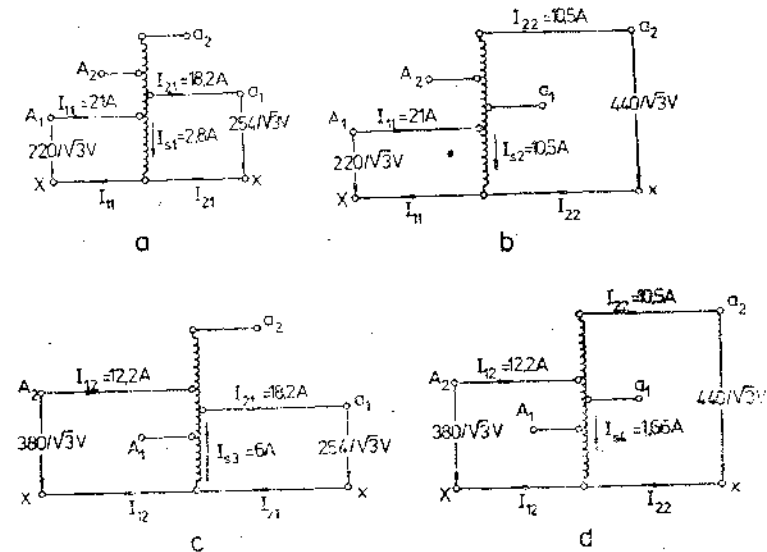


Fig. 27.5. Schema unei faze a autotransformatorului, cu indicarea tensiunilor și a curenților pentru fiecare pereche de tensiuni de lucru.

în care:

$k_m = k_{Fe} k_g = 0,95 \cdot 0,851 = 0,8$ este factorul total de umplere a cercului (cu diametrul D_c al coloanei) cu fier, unde:

$k_{Fe} = 0,95$, conform relației (16.4);

$k_g = 0,851$ din tabelul 16.1, pentru $D_c < 8$ cm, căruia îi corespunde

$$n_{tr} = 3.$$

Se alege diametrul coloanei:

$$D_c = 7 \text{ cm} = 70 \text{ mm.} \quad (27.9)$$

Considerînd că circuitul feromagnetic se realizează din tablă silicioasă laminată la rece cu cristale orientate de 0,35 mm, iar coloana se realizează cu trei trepte ca în figura 16.1, c, pentru dimensiunile treptelor determinate ca în figura 16.1, g, cu relația (16.4, a), rezultă secțiunea coloanei $S_c = 30,3 \text{ cm}^2$.

• **Determinarea tensiunilor și curenților de fază pentru toate porțiunile unei înfășurări de fază.**

Schemele pentru diferitele posibilități de funcționare a autotransformatorului sînt indicate în figura 27.5.

Valorile tensiunilor de fază, corespunzătoare prizelor unei înfășurări (faza A, fig. 27.5) sînt:

$$\begin{array}{ll} \text{pentru primar} & \text{pentru secundar} \\ U_{A1X} = 220/\sqrt{3} \approx 127 \text{ V;} & U_{a1x} = 254/\sqrt{3} \approx 147 \text{ V;} \\ U_{A2X} = 380/\sqrt{3} \approx 220 \text{ V.} & U_{a2x} = 440/\sqrt{3} \approx 254 \text{ V.} \end{array} \quad (27.10)$$

Curenții nominali, în ipoteza neglijării pierderilor din autotransformator, cu notațiile din figura 27.5 sînt :

$$\begin{array}{l|l} \text{pentru primar} & \text{pentru secundar} \\ I_{11} = \frac{S_N}{\sqrt{3} U_N} = \frac{8 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 220} \approx 21 \text{ A}; & I_{21} = \frac{8 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 254} \approx 18,2 \text{ A}; \\ I_{12} = \frac{8 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 380} \approx 12,2 \text{ A}. & I_{22} = \frac{8 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 440} \approx 10,5 \text{ A}. \end{array} \quad (27.11)$$

Curentul I_s , prin porțiunea de înfășurare comună a autotransformatorului se determină pe baza ecuației (v. fig. 27.1, b) :

$$I_i + I_s = I_j \quad (27.12)$$

și a legii circuitului magnetic, de-a lungul unei linii de cîmp magnetic util, în care se neglijază curentul de magnetizare (v. fig. 27.1, a) :

$$w_a I_i - w_j I_s = 0, \quad (27.12, a)$$

sau :

$$\frac{I_i}{I_s} = \frac{w_j}{w_a} = \frac{1}{k-1}.$$

Rezultă astfel :

$$I_s = (k-1) I_i = \frac{k-1}{k} I_j. \quad (27.13)$$

Pentru diferite perechi de tensiuni, cu notațiile din figura 27.5 se obțin :

— pentru cazul din figura 27.5, a :

$$I_{s1} = \frac{k-1}{k} I_j = \frac{1,15-1}{1,15} \cdot 21 = 2,8 \text{ A}, \quad (27.14)$$

cu $I_j = I_{11} = 21 \text{ A}$ și $k = w_i/w_j = U_i/U_j = 254/220 = 1,15$;

— pentru cazul din figura 27.5, b :

$$I_{s2} = \frac{2-1}{2} \cdot 21 = 10,5 \text{ A}, \quad (27.14, a)$$

cu $I_j = I_{11} = 21 \text{ A}$ și $k = 440/220 = 2$;

— pentru cazul din figura 27.5, c :

$$I_{s3} = \frac{1,5-1}{1,5} \cdot 18,2 = 6 \text{ A}, \quad (27.14, b)$$

cu $I_j = I_{21} = 18,2 \text{ A}$ și $k = 380/254 \approx 1,5$;

— pentru cazul din figura 27.5, d :

$$I_{s4} = \frac{1,157-1}{1,157} \cdot 12,2 = 1,66 \text{ A}, \quad (27.14, c)$$

cu $I_j = I_{12} = 12,2 \text{ A}$ și $k = 440/380 = 1,157$.

• **Dimensionarea înfășurărilor** se face pornind de la respectarea inducțiilor magnetice (numărul de spire) și a densității de curent (secțiunea conductoarelor).

Astfel, alegînd o inducție în coloană $B_c \approx 1,6 \text{ T}$, cu relația (16.8, b) tensiunea pe spiră rezultă :

$$e_1 = \pi \sqrt{2} / S_c B_c = \pi \sqrt{2} \cdot 50 \cdot 30,3 \cdot 10^{-4} \cdot 1,6 \approx 1,076 \text{ V/spiră}. \quad (27.15)$$

Numărul total de spire, pe fază, al autotransformatorului se determină pentru tensiunea de fază cu valoarea cea mai mare, adică :

$$w_{a2x} = \frac{440/\sqrt{3}}{1,076} \approx 236 \text{ spire}. \quad (27.16)$$

Pentru restul prizelor (fig. 27.5) rezultă :

$$w_{A1X} = \frac{220/\sqrt{3}}{1,076} = 118 \text{ spire}; \quad w_{A2X} = \frac{380/\sqrt{3}}{1,076} = 204 \text{ spire};$$

$$w_{a1x} = \frac{254/\sqrt{3}}{1,076} = 136 \text{ spire}. \quad (27.16, a)$$

• **Secțiunile conductoarelor și alegerea timpului de înfășurare.** Înfășurarea va fi din cupru, pentru care se alege o densitate de curent $J \approx 3 \text{ A/mm}^2$, valoarea recomandată pentru puteri de acest ordin, atât pentru transformatoare cu răcire în ulei, cât și pentru cele cu răcire în aer, dar cu izolație clasă F, ca în cazul de față.

Considerînd cele patru cazuri din figura 27.5, se constată că secțiunile conductoarelor diferitelor porțiuni ale înfășurării a_2x , se vor determina pentru curenții cei mai mari care pot circula în situațiile date. Astfel, secțiunea porțiunii A_1X se va determina pentru curentul de 10,5 A (fig. 27.5, b); secțiunea porțiunii A_1a_1 , pentru curentul de 18,2 A (fig. 27.5, a); secțiunea porțiunii A_1a_2 pentru curentul de 12,2 A (fig. 27.5, c) și secțiunea porțiunii A_2a_2 , pentru curentul de 10,5 A (fig. 27.5, b și d).

Dimensiunile corespunzătoare ale conductoarelor din care se realizează înfășurarea ar trebui alese deci pentru secțiunile orientative de 6 mm², 4 mm² și 3,5 mm². O diversitate așa mare de secțiuni nu este însă avantajoasă în producție, decît dacă se utilizează același conductor pentru realizarea secțiunilor de mai sus, dar cu număr diferit de fire în paralel. În cazul de față poate fi ales (din anexa 5) conductorul rotund, izolat cu email tereftalic, cu diametrul $d = 1,6 \text{ mm}$ și secțiunea $s = 2,011 \text{ mm}^2$. Se vor utiliza trei conductoare în paralel pentru secțiunea de 6 mm² și cîte două conductoare în paralel pentru celelalte secțiuni. O altă soluție este de a alege un conductor cu diametrul $d = 2,8 \text{ mm}$ și secțiunea $s = 6,158 \text{ mm}^2$, pentru prima secțiune, și un alt conductor cu diametrul $d = 2,24 \text{ mm}$ și $s = 3,941 \text{ mm}^2$, pentru celelalte două secțiuni.

Dar, oricare ar fi conductoarele alese, problema principală este cum se va realiza practic înfășurarea, știînd că are pe porțiunea A_1X , 118 spire de o secțiune, iar restul de 118 spire de altă secțiune.

La un autotransformator de o asemenea putere și la care nu se pun restricții la raportul de transformare la funcționarea în gol și sarcină, se poate realiza o înfășurare de tip stratificat la care să se scoată prizele X, A_1 , a_1 , A_2 și a_2 . Singura condiție care s-ar pune este aceea de a avea primele 118 spire de o secțiune pe un număr întreg de straturi, iar celelalte 118 spire pe alt număr de straturi (fig. 27.6). Soluția este convenabilă pentru tensiuni de 220/440 V, dar pentru o realizare corespunzătoare a înfășurării, cînd pentru toate prizele se cere simetrizarea axială a solenaiilor, este necesară o analiză mai

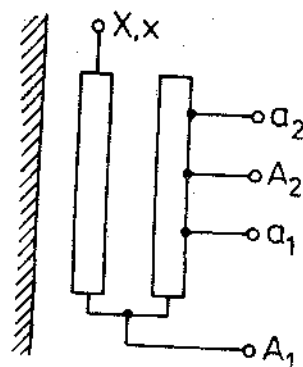


Fig. 27.6. Schema cu înfășurare stratificată a autotransformatorului, cu bobine nesimetrice când funcționează pe prizele intermediare.

profundă a modului de organizare a înfășurărilor, pentru diminuarea atât a fluxurilor magnetice de scăpări, cât și a forțelor electrodinamice axiale care apar la scurtcircuit.

În cele ce urmează, se vor face câteva considerații privind modul de organizare a înfășurărilor, în condițiile în care se urmărește simetrizarea axială a solenaiilor.

Se știe din teoria autotransformatorului (v. și rel. 27.12, a) că :

$$w_1 I_1 \approx w_2 I_2,$$

notațiile fiind cele din figura 27.1. De aceea, cele două părți ale înfășurării parcurse de curenți, în oricare din cele patru situații indicate în figura 27.5, trebuie să fie simetrizate, ca și cum ar fi un transformator cu două înfășurări (fig. 27.1, c). Condiția simetrizării este de mare importanță pentru autotransformatoarele cu puteri de calcul peste câteva sute de kVA. De aceea, în funcție de numărul de spire și de secțiunea lor, la autotransformatoarele cu un singur raport de transformare, înfășurarea se poate organiza în mai multe moduri, o parte din acestea fiind indicate în figura 27.7.

Pentru a concretiza aceste lucruri, se vor considera cazurile a și b din figura 27.5 ca două autotransformatoare distincte la care se urmărește organizarea înfășurărilor, apoi se va trece la cazul general cu mai multe prize.

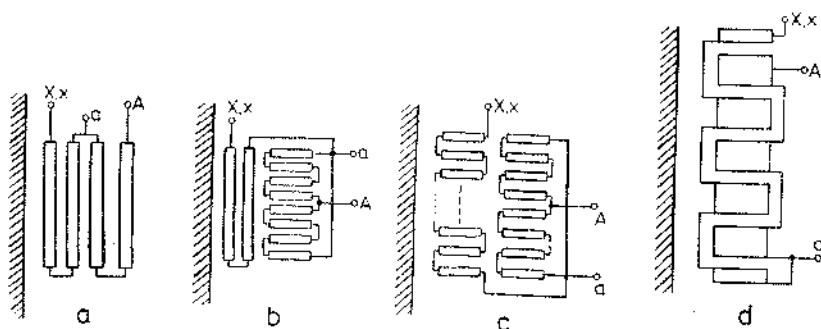


Fig. 27.7. Schema de realizare a înfășurărilor autotransformatoarelor cu un singur raport de transformare, în condițiile simetrizării axiale a solenaiilor :

a — înfășurare stratificată; b — înfășurare formată din bobine cilindrice și galeți; c — înfășurare în galeți; d — înfășurare în galeți alternanți simetrici.

a) Autotransformatorul cu raportul de transformare 220/254 V (fig. 27.5, a) este parcurs pe porțiunea de înfășurare A_1X , care are 118 spire, de curentul $I_{x1} = 2,8$ A, iar pe porțiunea A_1a_1 , $w_{a1x} - w_{A1X} = 136 - 118 = 18$ spire, de curentul $I_{21} = 18,2$ A.

Pentru cele 118 spire se poate alege conductorul cu secțiunea $s_{x1} = 0,9852 \text{ mm}^2$ care are diametrul standardizat $d = 1,12 \text{ mm}$ și care, izolat cu email tereftalic, are diametrul $d_{iz} = d' = 1,192 \text{ mm}$.

Pentru cele 18 spire, alegând tot o densitate de curent $J = 3 \text{ A/mm}^2$, se poate alege conductorul cu secțiunea $s_{21} \approx 6 \text{ mm}^2$.

Dacă se alege o înfășurare stratificată cu cele două părți simetrizate, se poate lua $s_{21} \approx 6,158 \text{ mm}^2$, adică un conductor cu diametru $d = 2,8 \text{ mm}$ și izolat $d' = 2,907 \text{ mm}$. Înălțimea acestei porțiuni de înfășurare cu cele 18 spire, va fi

$$H_n = (18 + 1) \cdot 2,907 \approx 55,5 \text{ mm.} \quad (27.17)$$

La o înălțime echivalentă, pentru înfășurarea comună cu 118 spire, rezultă un număr de $55,5/1,192 \approx 47$ spire pe strat, deci ar reveni $118/47 \approx 2,5$ straturi. Luând două straturi cu 59 spire pe strat, rezultă înălțimea

$$H_{n1} = (59 + 1) \cdot 1,192 \approx 72 \text{ mm,} \quad (27.17, a)$$

iar înfășurarea adițională cu cele 18 spire se așază într-un strat peste aceasta acoperind-o simetric pe înălțimea de 55,5 mm.

Grosimea înfășurării în acest caz va fi :

$$a = 2 \cdot 1,192 + 2,907 + 2 \cdot 0,2 \approx 5,7 \text{ mm.} \quad (27.18)$$

Considerând între diametrul coloanei și înfășurare o distanță $a_0 = 5 \text{ mm}$, diametrul mediu al înfășurării este :

$$D_m = D_c + 2a_0 + a = 70 + 2 \cdot 5 + 5,7 \approx 86 \text{ mm.} \quad (27.19)$$

Rezistențele pe fază, ale porțiunilor considerate, conform relației (16.38), pentru clasă F de izolație, sînt :

— pentru porțiunea A_1X :

$$R_1 = \rho_g \frac{w_{A1X} l_{med}}{s_{x1}} = 0,0246 \frac{118 \cdot 0,27}{0,9852} = 0,795 \ \Omega, \quad (27.20)$$

în care :

$$\rho_g = \rho_{Cu115} = 0,0246 \ \Omega \text{mm}^2/\text{m};$$

$$l_{med} = \pi D_m = \pi \cdot 8,6 = 27 \text{ cm} = 0,27 \text{ m};$$

— pentru porțiunea A_1a_1 :

$$R_2 = \rho_g \frac{w_{A1a1} l_{med}}{s_{21}} = 0,0246 \frac{18 \cdot 0,27}{6,158} = 0,0194 \ \Omega. \quad (27.20, a)$$

Pierderile în înfășurarea de fază, pe porțiunile respective, conform relației (16.40), în care $m = 1$ și considerînd $k_r \approx 1$:

— pentru porțiunea A_1X :

$$P_{e11} = R_1 I_{x1}^2 = 0,795 \cdot 2,8^2 = 6,23 \text{ W}; \quad (27.21)$$

— pentru porțiunea A_1a_1 :

$$P_{e12} = R_2 I_{21}^2 = 0,0194 \cdot 18,2^2 = 6,42 \text{ W}; \quad (27.21, a)$$

— pierderile totale în înfășurarea de fază considerată :

$$P_{et} = P_{eti} + P_{eta} = 6,23 + 6,42 = 12,65 \text{ W.} \quad (27.22)$$

Densitatea de suprafață a pierderilor conform relației (16.41) :

$$q = \frac{P_{et}}{2\pi D_m H_{et}} = \frac{12,65}{2 \cdot \pi \cdot 0,086 \cdot 0,072} = 325 \text{ W/m}^2, \quad (27.23)$$

deci sub limitele admise atât pentru înfășurările în ulei cât și pentru cele în aer cu clasa de izolație F (v. paragraful 16.4.1) și unde se consideră că fețele — interioară și exterioară — corespund unor canale cu dimensiuni mari.

La acest exemplu, luat independent, trebuie remarcat faptul că pentru raportul de transformare $k = 254/220 \approx 1,15$ și puterea de calcul $S_e = \frac{k-1}{k} S_N = \frac{1,15-1}{1,15} 8 = 1 \text{ kVA}$, diametrul ales de 70 mm este mult prea mare și, deci, numărul de spire mic. Un alt mod de organizare, tot pentru acest caz, se poate obține utilizând înfășurarea de tip în galeți. Partea adițională va forma un galet cu 18 spire și se va așeza la mijloc, iar partea comună care are 118 spire se va diviza în galeți de câte 59 spire fiecare, care se vor așeza la cele două margini (fig. 27.8).

Pentru a nu se depăși încălzirea termică, grosimea înfășurării trebuie să nu depășească $8 + 10 \text{ mm}$.

Dacă partea auxiliară formează un galet cu două straturi, acesta va avea înălțimea $H = (9 + 1) \cdot 2,907 \approx 30 \text{ mm}$, iar grosimea $a = 2 \cdot 2,907 + 0,2 \approx 6 \text{ mm}$, grosimea dintre straturi luându-se de 0,2 mm (pinză de sticlă la transformatoarele uscate).

Cei doi galetii ai părții comune, pentru a avea o grosime de același ordin de mărime, vor fi formați din câte 4 straturi cu câte 12 spire și un strat cu 11 spire. Dimensiunile unui galet vor fi: $H = (12 + 1) \cdot 1,192 \approx 16 \text{ mm}$, iar grosimea $a = 5 \cdot 1,192 + 4 \cdot 0,2 \approx 6,75 \text{ mm}$ (v. fig. 27.8, c). În funcție de alte date, înfășurările pot fi divizate în mai mulți galetii, respectându-se atât condițiile de simetrie, cât și cele de natură termică.

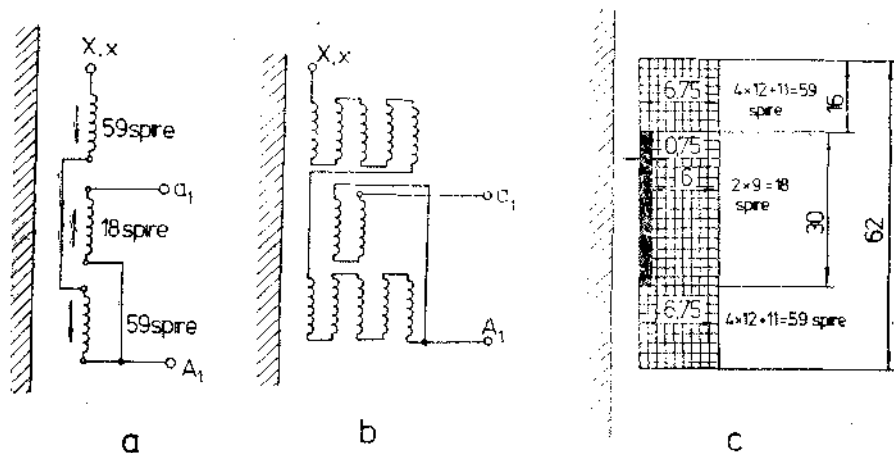


Fig. 27.8. Organizarea înfășurării în galeți :

a — schema de principiu ; b — schema înfășurării reale ; c — dimensiunile galeților și înfășurării pe fază.

b) Autotransformatorul cu raportul de transformare 220/440 V (fig. 27.5, b), considerat ca unitate independentă, este parcurs pe porțiunea comună a înfășurării A_1X , care are 118 spire, de curentul $I_{s2} = 10,5 \text{ A}$, iar pe porțiunea A_1a_2 , care are tot 118 spire, de curentul $I_{s2} = 10,5 \text{ A}$. Deoarece, întreaga înfășurare este parcursă de același curent, aceasta se va realiza cu același conductor cu diametrul $d = 2,12 \text{ mm}$ (izolat $d_{iz} = d' = 2,214 \text{ mm}$) și cu secțiunea $s = 3,530 \text{ mm}^2$. În acest caz, la o asemenea putere, înfășurarea stratificată este singura care se indică (fig. 27.7, a). Fiecare parte a înfășurării va avea câte trei straturi a 40 spire fiecare (se vor lua 120 spire în loc de 118, pentru o așezare mai bună), iar cele două părți se suprapun. Înălțimea înfășurării va fi $H = (40 + 1) \cdot 2,214 \approx 91 \text{ mm}$, iar grosimea ei, considerând-o formată din două bobine (a câte trei straturi) distanțate de un canal pentru răcire cu lărgimea de 5 mm (pentru aer) rezultă $a = 6 \cdot 2,214 + 4 \cdot 0,2 + 5 \approx 19 \text{ mm}$.

c) Autotransformatorul impus prin temă, cu toate posibilitățile de funcționare și considerat ca o singură unitate, pentru simetrizarea solenațiilor înfășurărilor lui pe toate treptele, necesită o analiză mai detaliată a modului de organizare a înfășurărilor. Pentru simplificarea tehnologiei și reducerea sistemului de aprovizionare, se vor alege două tipuri de conductoare (adică două diametre).

În urma unei analize detaliate, având în vedere diferența mare între numerele de spire ale diferitelor porțiuni, se ajunge la concluzia că modul cel mai simplu de simetrizare a solenațiilor se obține dacă se realizează schema din figura 27.9, rezultată prin extrapolarea schemei din figura 27.8, adică o înfășurare în galeți.

Pentru o organizare mai bună a înfășurării, se vor rotunji numerele de spire ale diferitelor porțiuni la valorile : 120 spire pentru porțiunea A_1X , în loc de 118 ; 20 spire pentru A_1a_1 , în loc de 18 ; 72 spire pentru a_1A_2 , în loc de 68 ; 36 spire pentru A_2a_2 , în loc de 32 spire. Înfășurarea va avea deci 248 spire, în loc de 236 spire. Rotunjirile în plus făcute pentru porțiunile A_1X și $A_1a_1 + A_1a_2$ care se alimentează, conduc la scăderea inducției magnetice în coloană la o valoare sub 1,6 T ; creșterea numărului de spire la celelalte porțiuni, s-a impus din condiția menținerii rapoartelor de transformare.

După cum s-a specificat, pentru realizarea înfășurării se aleg două conductoare : unul cu diametrul $d = 2,8 \text{ mm}$ (izolat $d' = 2,907$) și secțiunea $s = 6,158 \text{ mm}^2$ pentru porțiunea A_1a_1 care are 20 de spire, și altul cu diametrul $d = 2,12 \text{ mm}$ (izolat $d' = 2,214$) și $s = 3,530 \text{ mm}^2$ pentru restul înfășurării care are 228 spire. Dimensiunile celor patru tipuri de galeți utilizați, se determină în funcție de dimensiunile conductoarelor și de grosimea admisă a galeților.

Astfel, galeții de tip 1, 3 și 4 realizați din același conductor și cu trei straturi, vor avea grosimea (fig. 27.10), $a = 3 \cdot 2,214 + 2 \cdot 0,2 \approx 7 \text{ mm}$, iar galetul 2 cu două straturi grosimea, $a = 2 \cdot 2,907 + 0,2 \approx 6 \text{ mm}$. Deci

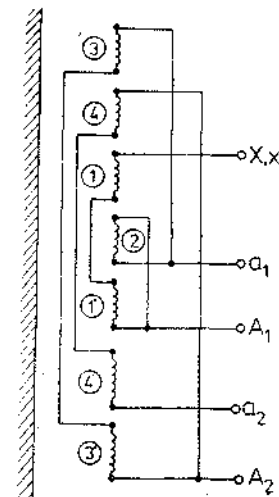


Fig. 27.9. Schema de principiu pentru înfășurarea autotransformatorului cu două posibilități de alimentare și două tensiuni secundare, cu patru tipuri de galeți, notați pe figură cu cifre încercuite.

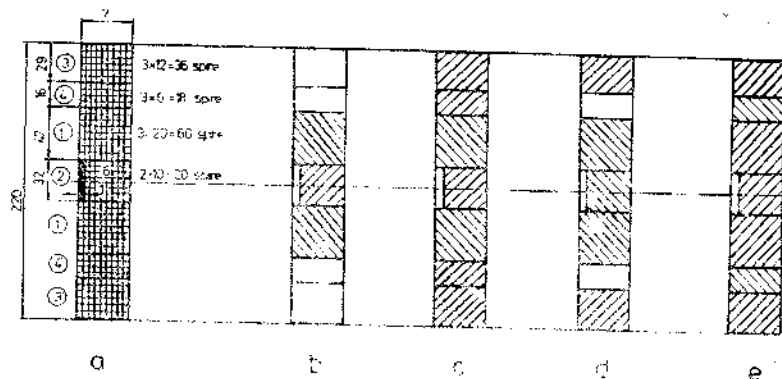


Fig. 27.10. Înfășurarea pe fază a autotransformatorului, pentru cazul general și distribuția solenaiților :

a — organizarea și dimensiunile unei înfășurări; b — distribuția solenaiților pentru tensiunile 220/254 V; c — distribuția solenaiților pentru tensiunile 220/440 V; d — distribuția solenaiților pentru tensiunile 380/254 V; e — distribuția solenaiților pentru tensiunile 380/440 V.

galețul 2 va trebuie să aibă un adaos de 1 mm format din 4-0,25 mm pînă de sticlă, pentru a avea același diametru exterior ca ceilalți galeți.

Înălțimile galeților, ale căror indice este același cu indicele tipului de galeț (fig. 27.10, a), sînt :

$$H_1 = (20 + 1)2,214 \approx 47 \text{ mm}; H_2 = (10 + 1)2,907 \approx 32 \text{ mm};$$

$$H_3 = (12 + 1)2,214 \approx 29 \text{ mm și } H_4 = (6 + 1)2,214 \approx 16 \text{ mm.}$$

Înălțimea totală a înfășurării, considerînd că între galeți sînt discuri de 0,5 mm, este :

$$H_R = H_2 + 2(H_1 + H_3 + H_4) + 6 \cdot 0,5 \approx 219 \text{ mm} \approx 22 \text{ cm.} \quad (27.24)$$

În figura 27.10, a se prezintă organizarea înfășurării autotransformatorului, iar în figurile 27.10, b, c, d și e, distribuția solenaiților în cadrul înfășurării pentru cele patru posibilități de lucru indicate în figura 27.5.

Trebuie menționat faptul că, la autotransformatoarele mai mari, cu conductoare de secțiune mai mare, se puteau pune în paralel galeții care sînt perechi, alegîndu-se adecvat sensul de parcurgere al acestora.

Restul calculului de dimensionare a miezului feromagnetic (dimensiunile ferestrei și jugurilor) precum și de determinare a parametrilor și caracteristicilor, sînt identice cu cele de la transformatoare menționate în capitolul 16.

27.2. INDICAȚII PRIVIND CALCULUL TRANSFORMATORULUI CU TREI ÎNFĂȘURĂRI PE FAZĂ

După cum se știe, transformatoarele cu trei înfășurări, se utilizează în special în stațiile centralelor electrice; ele primesc puterea nominală prin înfășurarea primară și o transmit prin celelalte două înfășurări, considerate secundare. De aceea, înfășurarea primară se dimensionează pentru puterea nominală, iar înfășurările secundare pentru puterile specificate în datele de proiectare, puteri mai mici decît cea nominală.

Calculul unui transformator cu trei înfășurări, nu diferă, în principiu, de cel al unui transformator cu două înfășurări. Sînt necesare însă următoarele precizări, dictate de particularitățile constructive pe care transformatoarele cu trei înfășurări le prezintă, față de cele cu două înfășurări.

● Puterea de calcul (sau de tip) a unui transformator cu trei înfășurări, pentru care se face dimensionarea miezului feromagnetic (diametrul coloanei), dacă nu se indică în mod expres în temă, se ia ca semisuma puterilor indicate pentru cele trei înfășurări. Aceasta, ar reprezenta puterea unui transformator echivalent cu două înfășurări.

● Lățimea ferestrei (distanța dintre coloane) se ia mai mare cu $10 \div 15\%$, față de un transformator cu două înfășurări, ca urmare atât a înfășurării cît și a distanțelor de izolație respective, care intervin în plus.

● Modul de aranjare a celor trei înfășurări pe coloane (ordinea lor) trebuie făcută în funcție de următoarele considerente :

— obținerea unor caracteristici (tensiuni de scurtcircuit) pentru diferite perechi de înfășurări, cît mai apropiate de cele impuse, astfel încît dimensiunile ferestrei să fie minime;

— o coordonare cît mai judicioasă a izolației transformatorului;

— posibilitatea ușurării tehnologiei de execuție a prizelor de reglaj al tensiunii.

Pentru exemplificarea modului cum trebuie rezolvate problemele menționate, se consideră un transformator trifazat cu trei înfășurări cu următoarele date nominale, principale :

— puterile înfășurărilor : 40/20/30 MVA;

— tensiunile celor trei înfășurări : $60 \pm 4\%/20 \pm 5\%/6,3 \text{ kV}$;

— tensiunile de scurtcircuit :

— pentru perechea de înfășurări de 60 și 20 kV, la puterea de 20 MVA : $u_{k12} = 8,3\%$;

— pentru perechea de înfășurări de 60 și 6,3 kV, la puterea de 30 MVA : $u_{k13} = 8,5\%$;

— schemele și grupele de conexiuni : $Y_0 - Yd11$;

— tensiunea de alimentare (primară) : 60 kV.

● Puterea de calcul (de tip) a transformatorului, recalculată pentru un transformator cu două înfășurări, pentru care se determină diametrul coloanei va fi :

$$S = \frac{40 + 20 + 30}{2} = 45 \text{ MVA.} \quad (27.25)$$

● Dispunerea celor trei înfășurări, se face în primul rînd, din necesitatea obținerii aproximativ acelorași valori pentru tensiunile de scurtcircuit dintre înfășurarea întâi (primară) și a treia pe de o parte și dintre înfășurarea întâi și a doua pe de altă parte. Din această cauză, înfășurarea primară de 60 kV, va fi dispusă la mijloc. În al doilea rînd, deoarece înfășurarea de 6,3 kV (de joasă tensiune), nu este prevăzută cu prize intermediare de reglaj al tensiunii și din motivele coordonării izolației transformatorului, aceasta va fi dispusă la interior, lingă coloane; înfășurarea de 20 kV (de medie tensiune) care are și prize de reglaj al tensiunii se va dispune deci la exterior.

● Distanța dintre axele coloanelor, deci și lățimea ferestrei, va rezulta mai mare, din condiția amplasării celor trei înfășurări, așa cum se indică în figura 27.11.

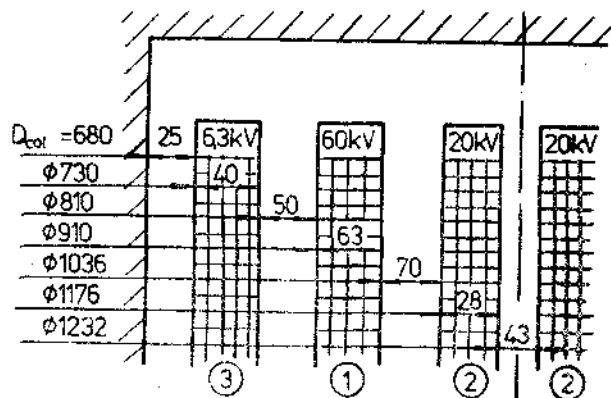


Fig. 27.11. Dispunerea și dimensiunile celor trei înfășurări ale autotransformatorului de 40/20/30 MVA.

Din figura 27.11 se poate observa că distanța dintre înfășurarea de 60 kV și înfășurarea de 20 kV, s-a mărit la 70 mm, față de 40 mm cât ar fi fost necesar din condiții de izolație, adică tocmai cu grosimea conductoarelor izolate (cu diametrul de cca. 30 mm) cu care se scot prizele de reglaj ale înfășurării primare.

OBSERVAȚIE. Determinarea componentelor reactive ale tensiunii de scurtcircuit dintre înfășurările învecinate u_{12} și u_{13} (v. fig. 27.11), se face identic ca la transformatorul cu două înfășurări cu relația (16.49), în care lățimea echivalentă a canalului de scăpări se determină cu relația (16.49, a).

Componenta reactivă a tensiunii de scurtcircuit între înfășurările extreme u_{13} , se face tot cu relația (16.49), însă în lățimea echivalentă a canalului de scăpări, dată de relația (16.49, a), în locul distanței dintre cele două înfășurări alăturate a_{12} , se va considera distanța totală dintre înfășurările extreme (adică pe lângă cele două distanțe dintre înfășurarea interioară și cea mijlocie și dintre înfășurarea mijlocie și cea exterioară, se va lua și grosimea înfășurării mijlocii).

27.3. TRANSFORMATORUL PENTRU SUDARE CU ARC ELECTRIC

Acest transformator are în secundar o tensiune de funcționare în gol necesară aprinderii arcului de 65–80 V, iar în timpul operației de sudare trebuie să scadă la 20–25 V, la un curent de sudare aproximativ constant.

Realizarea unei suduri bune impune ca operația de sudare să se facă la curent constant, chiar dacă variază lungimea arcului care formează impedanța circuitului secundar. Satisfacerea acestor condiții se obține printr-o caracteristică externă căzătoare, adică foarte înclinată (fig. 27.12). Forma acestor caracteristici coborâtoare se obține fie dacă transformatorul are prin construcție o reactanță de scăpări mare, fie dacă se mărește artificial această reactanță.

Transformatoarele cu reactanță proprie de scăpări mărită prin construcție, au înfășurările primare și secundare așezate pe coloane diferite (fig. 16.6, b) având înălțimea coloanei L_c mică și lățimea ferestrei T mare sau în cazul așezării înfășurărilor în mod obișnuit prin suprapunere pe una sau pe ambele co-

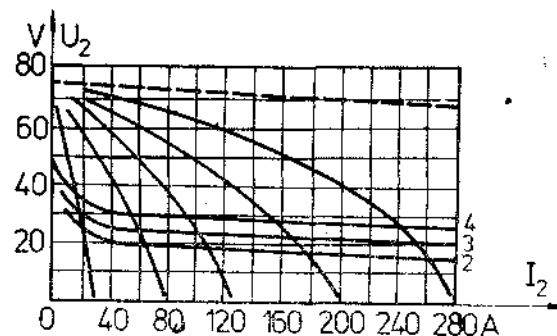


Fig. 27.12. Caracteristicile externe ale unui transformator pentru sudare cu arc, pentru diferite valori ale reactanțelor de scăpări.

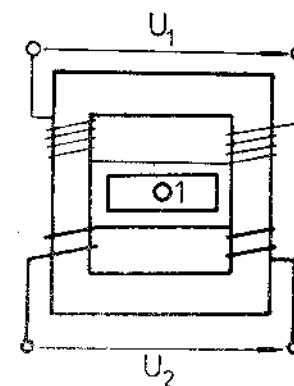


Fig. 27.13. Transformator pentru sudare cu arc, cu reglaj prin șuntul magnetic I , deplasabil în fereastra transformatorului, în direcție transversală.

loane, se prevăd șunturi magnetice cu miezul din tole care să conducă la creșterea cimpului magnetic de scăpări. Șunturile pot fi fixe sau deplasabile. În figura 27.13 este reprezentat un transformator de sudură cu șunt deplasabil. Reluctanța magnetică a circuitului magnetic principal al transformatorului poate fi variată în vederea menținerii constante a curentului de sudare, prin deplasarea șuntului în direcția perpendiculară pe planul figurii, astfel încât fluxul magnetic de scăpări să varieze după necesitatea operației de sudare. Se obține câte o caracteristică externă $U_2 = f(I_2)$ pentru fiecare poziție a șuntului (fig. 27.12). Curentul de sudare este cu atât mai mic, cu cât fluxul magnetic derivat de șunt este mai mare (adică reactanța de scăpări mare), obținându-se astfel un reglaj continuu.

Transformatorul cu șunt fiind economic, este utilizat pe scară largă. Prezintă dezavantajul de a fi zgomotos, prin vibrațiile puternice la care este supus șuntul magnetic.

O reactanță de scăpări mărită se mai obține și în cazul transformatoarelor în manta din tole E și I (fig. 16.6, c), dacă înfășurarea primară (alimentată de la rețea) se așază pe miezul din mijloc, iar cea secundară (de sudare) pe coloanele laterale cu mai multe prize, inserierea între ele făcându-se astfel încât să se obțină tensiunea și curentul de sudare dorit.

Caracteristicile externe căzătoare pentru sudarea cu arc, se mai obțin cu ajutorul unor transformatoare de construcție normală care sînt legate în serie cu bobine de reactanță reglabile, pentru mărirea impedanțelor totale ale circuitelor secundare.

În figura 27.14 este reprezentat schematic un tip de transformator pentru sudare cu bobină de reactanță auxiliară.

Reglajul curentului de sudare se obține prin variația întrefierului δ , din circuitul magnetic al bobinei B . Ca și în cazul precedent, reglajul se face în mod continuu. Dispozitivul s-a dovedit a fi comod și economic, în special în cazul instalațiilor de sudare cu mai multe posturi alimentate simultan de la același transformator, de regulă trifazat. Fiecare post dispunând de bobină proprie de reactanță, reglajul curentului local de sudură este asigurat fără ca celelalte posturi să fie influențate.

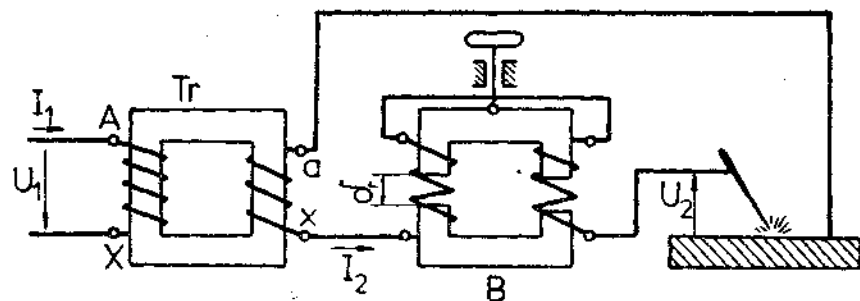


Fig. 27.14. Transformator pentru sudare cu arc, cu bobină de reactanță reglabilă B , separată de transformator.

Caracteristicile externe ale transformatoarelor pentru sudare cu arc electric se trasează identic ca la transformatoarele normale (v. paragraful 16.6.1), componenta reactivă a tensiunii de scurtcircuit, determinându-se însă cu relația :

$$u_{kr} = \frac{X_{\sigma k} I_{1k}}{U_{1N}} 100 [\%], \quad (27.26)$$

în care :

$X_{\sigma k}$ este reactanța de scăpări, în Ω , dată de relația

$$X_{\sigma k} = 2\pi f_1 L_{\sigma k} [\Omega], \quad (27.26, a)$$

unde :

$L_{\sigma k}$ este inductanța corespunzătoare cimpului magnetic de scăpări, în H.

Pentru transformatorul monofazat cu înfășurările dispuse pe coloane separate, ca în figura 16.6, b, inductanța de scăpări se poate determina cu relația :

$$L_{\sigma k} = \mu_0 \frac{w_1^2}{L_{\sigma}} \left(l_{w1} \frac{a_1}{3} + l_{w2} \frac{a_2}{3} + \delta b \right) [H], \quad (27.27)$$

unde l_{w1} și l_{w2} sînt lungimile medii ale spirelor înfășurărilor primară (1) și secundară (2), în m. Toate celelalte dimensiuni se introduc în metri, iar μ_0 în H/m.

OBSERVAȚII

1) În figura 16.6, b distanța dintre bobine $\delta = 3 \div 5$ mm, reprezintă valorile recomandate pentru transformatoarele monofazate normale; la cele pentru sudare cu arc δ are valori mult mai mari.

2) La transformatoarele monofazate destinate pentru sudare cu arc, relația (27.27) este cu atât mai apropiată de situația reală cu cît distanța dintre bobine δ este mai mare.

Pentru transformatorul monofazat în manta din tole E și I, ca în figura 16.6, c, însă nu cu înfășurările suprapuse, ci înfășurarea primară (alimentată de la rețea) dispusă pe coloana din mijloc și înfășurarea secundară (de sudare) dispusă jumătate pe o coloană marginală și jumătate pe cealaltă coloană marginală și apoi inseriate convenabil, reactanța de scăpări are valoare dublă decît în cazul anterior al transformatorului monofazat cu înfășurările dispuse pe coloane diferite, adică :

$$X_{\sigma k} = 2\pi f_1 L'_{\sigma k} [\Omega], \quad (27.28)$$

unde :

$$L'_{\sigma k} = 2L_{\sigma k} [H], \quad (27.28, a)$$

cu $L_{\sigma k}$, dat de relația (27.27), deoarece ferestrele acestui transformator se pot asimila cu două ferestre ale transformatorului monofazat din figura 16.6, b.

Numărul de spire al înfășurărilor se determină ca și la transformatoarele normale pentru $U_1 =$ tensiunea de alimentare și $U_2 = 65-85$ V, tensiunea secundară de funcționare în gol (valorile mai mici se iau pentru curenți mai mici, adică electrozi mai subțiri, iar valorile mai mari pentru curenți mai mari).

Valorile curenților de sudare în funcție de diametrele electrozilor de sudare sînt :

- pentru electrod cu diametrul de $\varnothing 2$ mm $\rightarrow I_2 \approx 60$ A ;
- pentru electrod cu diametrul de $\varnothing 2,5$ mm $\rightarrow I_2 \approx 80$ A ;
- pentru electrod cu diametrul de $\varnothing 3,25$ mm $\rightarrow I_2 \approx 135$ A.

Densitățile de curent în înfășurări pentru curenții de sudare se admit în limite mult mai mari decît în cazurile transformatoarelor normale, deoarece durata de sudare este mult mai mică.

Asfel, se poate admite :

$$J_1 \approx J_2 = 4,5 \div 8 \text{ A/mm}^2, \quad (27.30)$$

rezultînd :

— secțiunea conductorului înfășurării secundare :

$$s_{cu2} = \frac{I_2}{J_2} [\text{mm}^2],$$

unde I_2 este dat de relațiile (27.29) :

— secțiunea conductorului înfășurării primare :

$$s_{cu1} = \frac{I_1}{J_1} [\text{mm}^2],$$

unde

$$I_1 = I_2 \frac{U_2}{U_1} = I_2 \frac{w_2}{w_1} [A]. \quad (27.31)$$

Pentru valorile secțiunilor rezultate, se aleg din STAS-urile respective dimensiunile convenabile ale conductoarelor, astfel încît să intre în spațiul rezervat din ferestrele transformatorului.

BIBLIOGRAFIE

1. Alexeev, A.E. *Construcția mașinilor electrice*. Traducere din limba rusă. Editura energetică de stat, București, 1954.
2. Alecsenko, C.V., Așrjato, A.K., Frid, E.S. *Ispytanija vysokonnyh i mošnyh transformatorov, elasti I*. Gosudarstvenoe Energetičeskoe izdatel'stvo, Moscova-Leningrad, 1962.
3. Bălă, C. *Proiectarea mașinilor electrice*. Editura didactică și pedagogică, București, 1967.
4. Cedighian, S. *Materiale magnetice. Îndreptar*. Editura tehnică, București, 1974.
5. Cioc, I., Bichir, N., Cristea, N. *Mașini electrice. Îndrumar de proiectare*, vol. I, II, III. Editura Serisul Românesc, Craiova, 1976 (I), 1981 (II), 1985 (III).
6. Cioc, I. *Considerații teoretice și constructive asupra unei variante de rotor pentru mașinile sincrone*. În: *Electrotehnica*, 25, Nr. 5, 1977, p. 189—193.
7. Cioc, I., Vlad, I., Calotă, G. *Transformatorul electric. Construcție. Teorie. Proiectare. Fabricare. Exploatare*. Editura Serisul Românesc, Craiova, 1989.
8. Cristea, D., Ambrozie, C., Udangiu, Gh., Truță, C. *Încercarea transformatoarelor II. Încercări funcționale*. Editura tehnică, București, 1967.
9. Danilevici, I.A. B., Dombrovski, V.V., Kazovski, E.I.A. *Parametrii mașinilor de curent alternativ*. Editura tehnică, București, 1968.
10. Dordea, T. *Proiectarea și construcția mașinilor electrice*, partea I și II. Reprografia Institutului Politehnic „Traian Vuia”, Timișoara, 1979.
11. Drăgănescu, O. *Încercările mașinilor electrice rotative*. Editura tehnică, București, 1987.
12. Fransua, Al., Nicolaide, A., Trifu, Gh. *Mașini electrice. Exploatare și regimuri de funcționare*. Editura tehnică, București, 1973.
13. Gheorghiu, I.S., Fransua, Al. *Tratat de mașini electrice*, vol. I, II, III, IV. Editura Academiei R. S. România, București, 1972.
14. Jerve, G.K. *Încercările mașinilor electrice rotative*. Editura tehnică, București, 1972.
15. Jezierski, E., Gogolevski, Z., Kopezynski, K., Szmít, J. *Transformatoare electrice. Construcție și proiectare*. Editura tehnică, București, 1966.
16. Kostenko, M., Piotrovski, L. *Machines électriques*, tomes I, II. Editions Mir, Moscova, 1969.
17. Liwșchitz, M. *Calcul des machines électriques*, tomes I et II. Traduction et adaptation de Louis Maref. Spes Lausanne, Paris, 1967 et 1970.
18. Mathé, B., Costina, D., Marinescu, A. *Încercarea transformatoarelor I. Încercarea izolației*. Editura tehnică, București, 1966.
19. Müller, Y. *Elektrische Maschinen*. Grundlagen, Aufbau und Wirkungsweise, VEB Verlag, Berlin, 1970.
20. Nicolaide, A. *Mașini electrice. Teorie. Proiectare*, vol. I, II. Editura Serisul Românesc, Craiova, 1975.
21. Nicolaide, A. *Pierderi suplimentare în rotaarele cu colin ale mașinilor asincrone și sincrone*. În: *Electrotehnica*, 12, Nr. 10, 1964, p. 361—367.
22. Nicolaide, A. *Studiul parametrilor electrici și al caracteristicilor de funcționare în asincron a mașinii sincrone, cu ajutorul calculatorului electronic numeric*. În: *Electrotehnica*, 20, Nr. 12, 1972, p. 443—450.

23. Pantea, Al. *Probe și verificări la transformatoare de putere*. Editura tehnică, București, 1983.
24. Postnikov, I.M. *Proektirovanie elektriceskih mašin*. Gosudarstvennoe izdatelstvo tehnicestkoj literatury, Kiev, 1960.
25. Richter, R. *Mașini electrice*, vol. I, II, III, IV. Editura tehnică, București, 1960.
26. Richter, R. *Înfășurările mașinilor electrice*. Editura tehnică, București, 1958.
27. Sergheev, P.S., Vinogradov, N.V., Gorjainov, F.A. *Proektirovanie Elektriceskih Mašin*. Editura Energiia, Moscova, 1969.
28. Wiedemann, E., Kellenberger, W. *Konstruktion elektrischer Maschinen*. Berlin, Heidelberg, New York, Springer-Verlag, 1967.
29. * * * *Aluminium foil transformer*. Catalogul Powels Belgium, 1979.
30. * * * *Memoratorul inginerului electrician-Siemens*. Traducere din limba germană cu adaptări la condițiile din România. Editura tehnică, București, 1971.
31. Lopuhina, E.M., Semenciukov, G.A. *Proektirovanie asinhronnih mikrovdigatelei c primenientem*. E.V.M. Vissiaia škola, Moscova, 1980.

Tabelul 1-1

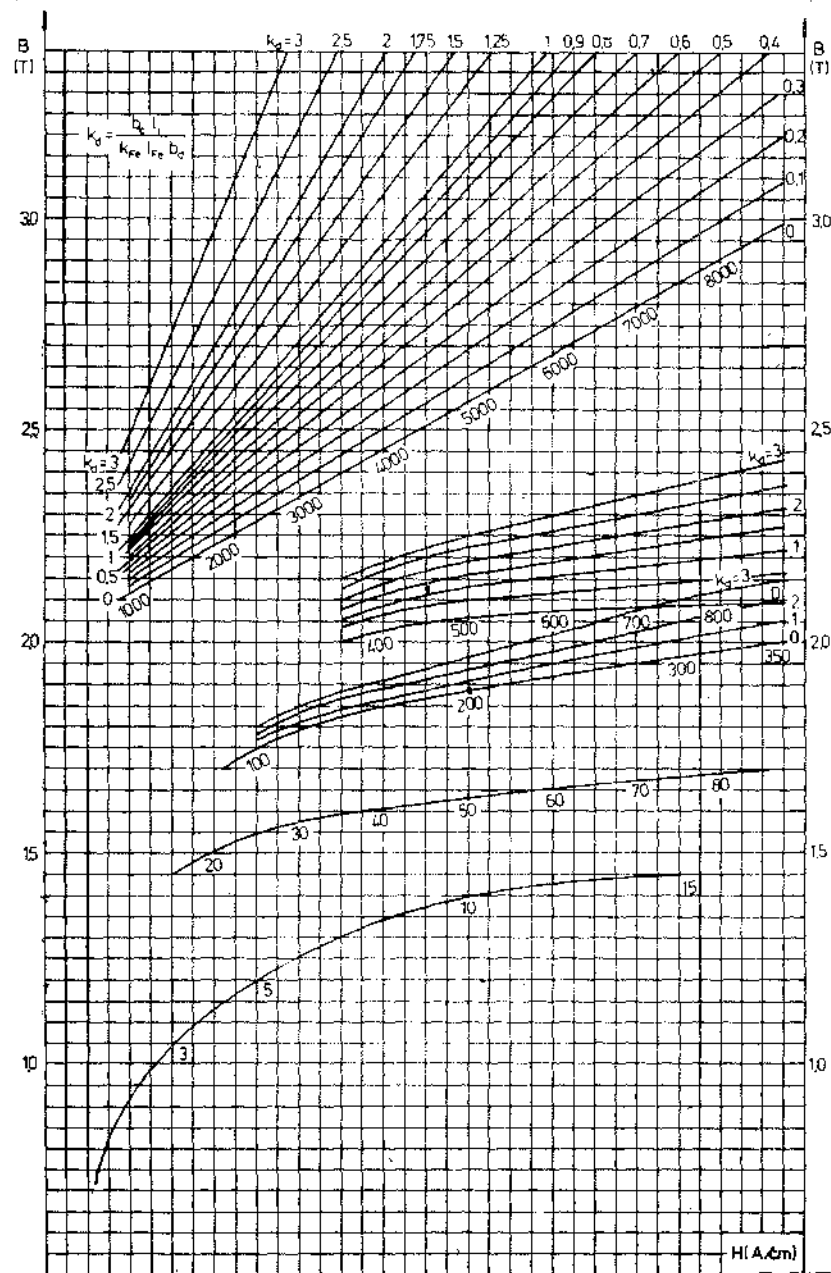
Factorul de scurtare și de înfășurare al înfășurării trifazate,
în două straturi

q	Pasul y_1	$\beta_y =$ $= y_1/y_\tau$	k_y	k_w	q	Pasul y_1	$\beta_y =$ $= y_1/y_\tau$	k_y	k_w
$1^{1/3}$	1-3	0,835	0,97	0,924	$3^{1/2}$	1-11	0,952	0,997	0,953
$1^{1/3}$	1-4	0,8	0,95	0,910		1-10	0,857	0,974	0,93
$1^{2/3}$	1-5	0,95	0,985	0,953		1-9	0,762	0,93	0,884
$1^{1/2}$	1-5	0,89	0,985	0,94		1-8	0,667	0,866	0,831
$1^{4/5}$	1-6	0,926	0,994	0,948	$3^{2/5}$	1-11	0,925	0,99	0,945
$1^{7/8}$	1-6	0,89	0,985	0,94		1-10	0,835	0,97	0,923
2	1-6	0,833	0,966	0,934		1-9	0,743	0,917	0,877
$2^{1/10}$	1-7	0,952	0,998	0,953	$3^{3/4}$	1-11	0,89	0,985	0,94
	1-8	0,794	0,955	0,912		1-10	0,8	0,951	0,907
$2^{1/5}$	1-7	0,94	0,992	0,95	$3^{4/5}$	1-11	0,88	0,98	0,937
	1-6	0,764	0,943	0,90		1-10	0,79	0,945	0,903
$2^{1/7}$	1-7	0,933	0,995	0,95	$3^{5/7}$	1-11	0,865	0,978	0,934
	1-6	0,778	0,94	0,90		1-10	0,778	0,94	0,902
$2^{1/5}$	1-7	0,91	0,99	0,945	4	1-12	0,916	0,991	0,95
	1-6	0,76	0,925	0,887		1-11	0,833	0,966	0,926
$2^{1/3}$	1-8	0,933	0,995	0,95		1-10	0,75	0,924	0,885
	1-7	0,8	0,951	0,907		1-9	0,667	0,866	0,831
	1-6	0,667	0,866	0,827	$4^{1/5}$	1-12	0,89	0,985	0,94
$2^{4/7}$	1-8	0,907	0,989	0,944		1-11	0,808	0,955	0,911
	1-7	0,778	0,94	0,90	$4^{1/5}$	1-12	0,872	0,98	0,935
$2^{4/5}$	1-9	0,952	0,997	0,953		1-11	0,792	0,948	0,905
	1-8	0,833	0,966	0,922	$4^{1/4}$	1-12	0,854	0,98	0,933
	1-7	0,715	0,902	0,862		1-11	0,785	0,944	0,901
$2^{7/8}$	1-9	0,927	0,994	0,948	$4^{1/2}$	1-13	0,8	0,985	0,94
	1-8	0,81	0,956	0,913		1-12	0,815	0,959	0,916
3	1-10	1	1	0,96		1-11	0,74	0,917	0,877
	1-9	0,89	0,985	0,945	$4^{2/3}$	1-13	0,84	0,97	0,926
	1-8	0,778	0,94	0,902		1-12	0,733	0,935	0,894
	1-7	0,667	0,866	0,831	$4^{1/5}$	1-14	0,902	0,988	0,943
$3^{1/3}$	1-10	0,938	0,995	0,95		1-13	0,833	0,966	0,922
	1-9	0,833	0,966	0,922	$4^{7/8}$	1-14	0,89	0,985	0,94
$3^{1/4}$	1-10	0,923	0,993	0,948		1-13	0,82	0,959	0,916
	1-9	0,82	0,959	0,916	5	1-14	0,866	0,978	0,935
	1-8	0,718	0,903	0,862		1-13	0,8	0,951	0,91
$3^{3/7}$	1-10	0,875	0,981	0,937		1-12	0,733	0,914	0,875
	1-9	0,778	0,94	0,902	$5^{1/3}$	1-15	0,848	0,972	0,928
						1-14	0,79	0,944	0,902
					6	1-16	0,833	0,966	0,925
						1-15	0,778	0,94	0,9

Tabelul 1-11

Factorul de înfășurare al înfășurării trifazate, în două straturi,
cu pas diametral

q	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	∞
k_w	1	0,966	0,960	0,958	0,957	0,957	0,957	0,956	0,955	0,955	0,955

Curba de magnetizare a tablei de oțel electrotehnic laminată la rece
cu cristale neorientate (grosimea maximă 0,5 mm)

Tabelul 3-I

Tabelul de magnetizare a tablei de oțel cu grosimea 1 : 2 mm
(pentru poli) : H (A/cm)

$B[T]$	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0,1	1									
0,2	1,4									
0,3	1,8									
0,4	2,1									
0,5	2,5					2,75				
0,6	2,95					3,2				
0,7	3,45					3,75				
0,8	4,05					4,4				
0,9	4,8	4,9	4,95	5,05	5,1	5,2	5,3	5,4	5,5	5,6
1,0	5,7	5,82	5,95	6,07	6,15	6,3	6,42	6,55	6,65	6,8
1,1	6,9	7,03	7,2	7,31	7,48	7,6	7,75	7,9	8,08	8,25
1,2	8,45	8,6	8,8	9,0	9,2	9,4	9,6	9,92	10,1	10,45
1,3	10,8	11,12	11,45	11,75	12,2	12,6	13,0	13,5	13,93	14,5
1,4	14,9	15,3	15,95	16,45	17,0	17,5	18,35	19,2	20,1	21,1
1,5	22,7	24,5	26,6	27,1	28,8	30,5	32,0	34,0	36,5	37,5
1,6	40,0	42,5	45,0	47,5	50,0	52,5	55,5	59,5	62,3	66,0
1,7	70,5	75,3	79,5	84,0	88,5	93,2	98,0	103,0	108,0	114,0
1,8	119,0	124,0	130,0	135,0	141,0	148,0	156,0	162,0	170,0	178,0
1,9	188,0	197,0	207,0	215,0	226,0	235,0	245,0	256,0	265,0	275,0
2,0	290,0	302,0	315,0	328,0	342,0	361,0	380,0			

Tabelul 3-II

Tabelul de magnetizare pentru oțel turnat, forjat
și table groase laminare : H (A/cm)

$B[T]$	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0	0	0,08	0,16	0,24	0,32	0,4	0,48	0,56	0,64	0,72
0,1	0,8	0,88	0,96	1,04	1,12	1,2	1,28	1,36	1,44	1,52
0,2	1,6	1,68	1,76	1,84	1,92	2,0	2,08	2,16	2,24	2,32
0,3	2,4	2,48	2,5	2,64	2,72	2,8	2,88	2,96	3,04	3,12
0,4	3,2	3,28	3,36	3,44	3,52	3,6	3,68	3,76	3,84	3,92
0,5	4,0	4,04	4,17	4,26	4,34	4,43	4,52	4,61	4,7	4,79
0,6	4,88	4,97	5,06	5,16	5,25	5,35	5,44	5,54	5,64	5,74
0,7	5,84	5,93	6,03	6,13	6,23	6,32	6,42	6,52	6,62	6,72
0,8	6,82	6,93	7,03	7,24	7,34	7,45	7,55	7,66	7,76	7,87
0,9	7,98	8,10	8,23	8,35	8,48	8,5	8,73	8,85	8,98	9,11

Tabelul 3-II (continuare)

B[T]	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
1,0	9,24	9,38	9,53	9,69	9,86	10,04	10,22	10,39	10,56	10,73
1,1	10,9	11,08	11,27	11,47	11,67	11,87	12,07	12,27	12,48	12,69
1,2	12,9	13,15	13,4	13,7	14,0	14,3	14,6	14,9	15,2	15,55
1,3	15,9	16,3	16,7	17,2	17,6	18,1	18,6	19,2	19,7	20,3
1,4	20,9	21,6	22,3	23,0	23,7	24,4	25,3	26,2	27,1	28,0
1,5	28,9	29,9	31,0	32,1	33,2	34,3	35,6	37,0	38,3	39,6
1,6	41,0	42,5	44,0	45,5	47,0	48,7	50,0	51,5	53,0	55,0

Tabelul 3-III

Tabelul de magnetizare pentru fontă: II (A/cm)

B[T]	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0	0	1	2	2,8	3,5	4,2	4,6	5	5,4	6,7
0,1	6	6,3	6,6	6,9	7,2	7,5	7,8	8,1	8,4	8,7
0,2	9	9,3	9,6	9,9	10,2	10,5	10,8	11,1	11,4	11,8
0,3	12,2	12,6	13	13,4	13,8	14,3	14,7	15,1	15,6	16
0,4	16,4	16,9	17,5	18	18,6	19,1	19,7	20,2	20,8	21,4
0,5	22	22,6	23,5	24	24,7	25,3	26,2	27	27,8	28,6
0,6	29,4	30,3	31,3	32,2	33,2	34,2	35,2	36,2	37,2	38,2
0,7	39,2	40,5	41,8	43,2	44,6	46	47,5	49,1	50,7	52,3
0,8	54	55,7	57,5	59,3	61,1	63	65	67,1	69,3	71,4
0,9	73,6	75	77,8	80	83	86	89	92	95	98
1,0	101	105	108	112	116	120	124	128	132	136
1,1	140	144	149	154	159	165	170	175	181	180
1,2	192	198	204	211	215	225	232	240	247	255
1,3	262	270	278	286	294	303	342	321	330	339
1,4	348	359	370	382	392	409	423	436	450	464
1,5	478	494	570	520	545	562	580	600	—	—

ANEXA 4

Tabelul de magnetizare, pentru tola de transformator, laminată la rece cu cristale orientate cu grosimea de 0,28—0,35 mm și $p_{10/50} = 0,45 \text{ W/kg}$; H , A/cm.

B tesla	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0,0	0,073	0,0737	0,0744	0,0751	0,0758	0,0765	0,0772	0,0779	0,0786	0,0794
0,1	0,0802	0,081	0,0818	0,0826	0,0834	0,0842	0,0850	0,0858	0,0866	0,0874
0,2	0,0882	0,0891	0,0891	0,0910	0,0920	0,0930	0,0940	0,0950	0,0961	0,0972
0,3	0,0983	0,0994	0,1005	0,1016	0,1027	0,1038	0,1050	0,1062	0,1074	0,1086
0,4	0,1098	0,1110	0,1122	0,1135	0,1148	0,1161	0,1175	0,1190	0,1205	0,1223
0,5	0,1241	0,1260	0,1280	0,1300	0,1329	0,1340	0,1360	0,1380	0,1400	0,1420
0,6	0,1440	0,1460	0,1480	0,1500	0,1525	0,1550	0,1575	0,1600	0,1630	0,1660
0,7	0,169	0,172	0,176	0,180	0,184	0,188	0,192	0,196	0,200	0,204
0,8	0,208	0,213	0,218	0,223	0,229	0,235	0,241	0,248	0,255	0,262
0,9	0,269	0,276	0,284	0,292	0,301	0,310	0,320	0,330	0,340	0,351
1,0	0,362	0,374	0,387	0,400	0,418	0,438	0,458	0,480	0,508	0,538
1,1	0,569	0,600	0,635	0,670	0,710	0,760	0,820	0,890	0,970	1,060
1,2	1,16	1,27	1,38	1,51	1,68	1,85	2,05	2,30	2,60	2,95
1,3	3,38	3,90	4,40	4,90	5,50	6,10	6,70	7,40	8,10	9,80
1,4	11,5	13,0	15,0	17,0	19,5	22,0	26,0	29,0	34,0	39,0
1,5	46,0	55,0	68,0	84,0	100	110	126,0	149,0	174,0	201,0

ANEXA 5

Tabelul 5-1

Dimensiunile și secțiunile conductoarelor rotunde din cupru
(Extras din STAS 685-74)

Diametrul nominal [mm]	Abateri limită la diam. nominal [mm]	Secțiunea nominală [mm²]	Masa [kg/km]	Rezistența electrică la 20°C în curent continuu [Ω/m]		
				nom.	minim	maxim
1	2	3	4	5	6	7
0,020	±0,002	0,000314	0,0028	54,88	46,65	63,31
0,025		0,000491	0,0044	35,12	30,56	41,09
0,032		0,000804	0,0072	21,44	18,87	24,44
0,040		0,00126	0,0112	13,72	12,21	15,37
0,050		0,00196	0,0175	8,781	7,903	9,659
0,063		0,00312	0,0277	5,531	5,033	6,029
0,071	±0,003	0,00396	0,0352	4,355	3,985	4,725
0,080		0,00503	0,0447	3,430	3,156	3,704
0,090		0,00636	0,0566	2,710	2,507	2,913
0,100		0,00785	0,0699	2,195	2,042	2,349
0,112		0,00985	0,0877	1,750	1,646	1,864
1,125		0,01227	0,109	1,405	1,328	1,488
0,140		0,01539	0,137	1,120	1,064	1,180
0,160		0,02011	0,179	0,8575	0,8192	0,8982
0,180		0,02545	0,226	0,6775	0,6499	0,7068
0,200		0,03142	0,280	0,5488	0,5281	0,5706
0,224	±0,004	0,03941	0,351	0,4375	0,4224	0,4534
0,250		0,04909	0,437	0,3512	0,3373	0,3659
0,280		0,06156	0,548	0,2800	0,2698	0,2907
0,315		0,07793	0,694	0,2212	0,2139	0,2289
0,355		0,09898	0,881	0,1742	0,1689	0,1797
0,400	±0,005	0,1257	1,12	0,1372	0,1327	0,1419
0,450		0,1590	1,42	0,1084	0,1051	0,1118
0,500		0,1964	1,75	0,08781	0,08534	0,09037
0,560	±0,006	0,2483	2,19	0,07000	0,06794	0,07215
0,630		0,3117	2,77	0,05531	0,05381	0,05687
0,710	±0,007	0,3959	3,52	0,04355	0,04234	0,04481
0,750	±0,008	0,4418	3,93	0,03903	0,03788	0,04022
0,800		0,5027	4,47	0,03430	0,03334	0,03530
0,850	±0,009	0,5675	5,05	0,03038	0,02950	0,03131
0,900		0,6362	5,66	0,02710	0,02634	0,02789
0,950	±0,010	0,7088	6,31	0,02432	0,02362	0,02506
1,000		0,7854	6,99	0,02195	0,02134	0,02259
1,060	±0,011	0,8825	7,85	0,01953	—	—
1,120		0,9852	8,77	0,01750	—	—
1,180	±0,012	1,094	9,74	0,01576	—	—
1,250	±0,013	1,227	10,9	0,01405	—	—
1,320		1,368	12,2	0,01259	—	—
1,400	±0,014	1,539	13,7	0,01120	—	—
1,500	±0,015	1,767	15,7	0,009757	—	—
1,600	±0,016	2,011	17,9	0,008575	—	—
1,700	±0,017	2,270	20,2	0,007596	—	—
1,800	±0,018	2,545	22,6	0,006775	—	—
1,900	±0,019	2,835	25,2	0,006081	—	—
2,000	±0,020	3,142	28,0	0,005488	—	—
2,120	±0,021	3,530	31,4	0,004884	—	—
2,240	±0,022	3,941	35,1	0,004375	—	—
2,360	±0,024	4,374	38,9	0,003941	—	—
2,500	±0,025	4,909	43,7	0,003512	—	—

Tabelul 5-1 (continuare)

1	2	3	4	5	6	7
2,650	±0,027	5,515	49,1	0,003126	—	—
2,800	±0,028	6,158	54,8	0,002800	—	—
3,000	±0,030	7,069	62,0	0,002439	—	—
3,150	±0,031	7,793	69,4	0,002212	—	—
3,350	±0,034	8,814	78,4	0,001956	—	—
3,550	±0,036	9,898	88,1	0,001742	—	—
3,750	±0,038	11,04	98,3	0,001561	—	—
4,000	±0,040	12,57	112,0	0,001372	—	—
4,250	±0,043	14,19	126,3	0,001212	—	—
4,500	±0,045	15,90	142,0	0,001084	—	—
4,750	±0,048	17,72	157,2	0,0009730	—	—
5,000	±0,050	19,64	175,0	0,0008781	—	—

ANEXA 6

Tabelul 6-1

Dimensiunile și secțiunile conductoarelor rotunde din aluminiu
(Extras din STAS 3033-87)

Diametrul nominal [mm]	Abateri limită [mm]	Diametrul nominal [mm]	Abateri limită [mm]
0,40	±0,009	1,80	±0,025
0,45		2,0	
0,50		2,12	
0,56		2,14	
0,60		2,25	
0,63		2,36	
0,71	±0,012	2,45	±0,026
0,75		2,50	
0,80		2,52	
0,85		2,55	±0,027
0,90		2,62	
0,95		2,70	±0,028
1,0		2,76	
1,06	±0,016	2,80	±0,029
1,12		2,85	
1,15		2,90	±0,03
1,18		2,95	
1,20		3,0	±0,032
1,25		3,15	
1,30		3,20	±0,033
1,32		3,30	
1,35		3,35	±0,034
1,38		3,40	
1,40	±0,02	3,50	±0,036
1,45		3,57	
1,50		3,60	±0,037
1,55		3,70	
1,60		3,80	±0,038
1,70		4,0	
1,73		4,10	±0,041
		4,25	
		4,50	±0,043
		4,60	

Dimensiunile și secțiunile conductoarelor dreptunghiulare
(Extras din STAS 2873/1-86)

SĂRME DREPTUNGIULARE

$\frac{a}{b}$	0,8	0,85	0,9	0,95	1	1,06	1,12	1,18	1,25	1,32	1,45
2	1,46	1,54	1,63	1,73	1,79	1,90	2,03	2,14	2,39	2,42	2,59
2,12	1,56	—	1,73	—	1,91	2,03	2,16	—	2,44	2,59	2,75
2,24	1,66	1,75	1,84	1,95	2,03	2,16	2,29	2,43	2,59	2,74	2,92
2,36	1,75	—	1,95	—	2,14	—	2,43	—	2,73	—	3,09
2,5	1,86	1,97	2,08	2,18	2,29	2,44	2,59	2,74	2,91	3,09	3,29
2,65	1,98	—	2,24	—	2,44	2,60	2,75	—	3,10	3,29	3,50
2,8	2,13	2,22	2,35	2,47	2,59	2,75	2,92	3,09	3,29	3,48	3,71
3	2,26	—	2,53	—	2,79	2,97	3,15	—	3,54	3,75	3,99
3,15	2,38	2,53	2,66	2,84	2,94	3,12	3,31	3,50	3,72	3,94	4,20
3,35	2,54	—	2,84	—	3,13	—	3,54	—	3,97	—	4,47
3,55	2,73	2,84	3,02	3,20	3,34	3,55	3,76	3,97	4,22	4,47	4,76
3,75	2,86	—	3,20	—	3,54	3,76	3,99	—	4,47	4,74	5,04
4	3,06	3,24	3,43	3,65	3,79	4,03	4,27	4,50	4,79	5,07	5,39
4,25	3,26	—	3,65	—	4,03	—	4,54	—	5,10	—	5,73
4,5	3,46	3,67	3,88	4,10	4,29	4,56	4,83	5,09	5,41	5,73	6,09
4,75	3,66	—	4,10	—	4,54	4,82	5,11	—	5,72	6,06	6,44
5	3,86	4,10	4,33	4,56	4,79	5,09	5,39	5,68	6,04	6,39	6,79
5,3	4,10	—	4,60	—	5,08	—	5,72	—	6,41	—	7,20
5,6	4,34	4,60	4,87	5,13	5,39	5,72	6,06	6,39	6,79	7,18	7,63
6	4,66	—	5,23	—	5,79	6,15	6,51	—	7,29	7,70	8,19
6,3	4,90	5,23	5,50	5,79	6,09	6,46	6,81	7,22	7,66	8,10	8,61
6,7	—	—	5,86	—	6,48	—	7,29	—	8,16	—	9,16
7,1	—	—	6,22	6,55	6,89	7,31	7,74	8,16	8,66	9,16	9,73
7,5	—	—	—	—	7,29	7,73	8,19	—	9,16	9,68	10,3
8	—	—	—	—	7,79	8,27	8,75	9,22	9,79	10,4	11,0
8,5	—	—	—	—	8,29	8,80	9,31	—	10,4	11,0	11,7
9	—	—	—	—	8,79	9,33	9,87	10,40	11,0	11,7	12,4
9,5	—	—	—	—	—	—	—	—	11,7	—	13,1
10	—	—	—	—	—	—	11,0	—	12,3	13,0	13,8
10,6	—	—	—	—	—	—	—	—	—	13,8	14,6
11,2	—	—	—	—	—	—	—	—	13,8	14,6	15,5
11,8	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
12,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	17,3
13,2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

$\frac{a}{b}$	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2	2,12	2,24	2,36	2,50	2,65
2	—	3,0	—	3,25	—	3,64	—	—	—	—	—
2,12	—	3,18	3,24	3,45	—	—	4,14	—	—	—	—
2,24	3,14	3,37	3,65	3,67	—	4,12	—	4,64	—	—	—
2,36	—	3,56	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2,5	3,54	3,79	3,89	4,14	4,39	4,64	4,94	—	5,35	5,70	—
2,65	—	4,03	4,14	4,41	4,67	—	5,26	5,58	5,70	—	6,47
2,8	3,98	4,27	4,40	4,68	4,96	5,24	5,58	5,9	6,05	6,45	—
3	—	4,59	4,74	5,04	5,34	5,64	6,0	6,38	6,52	—	7,40
3,15	4,51	4,83	4,99	5,31	5,62	5,91	6,32	6,69	6,85	7,32	7,80
3,35	—	5,14	—	5,67	—	6,34	—	7,14	—	—	—
3,55	5,11	5,47	5,67	6,03	6,38	6,74	7,16	7,59	7,83	8,33	8,92
3,75	—	5,79	6,16	6,39	6,76	7,14	7,6	8,04	8,32	8,83	9,46
4	5,78	6,19	6,44	6,87	7,24	7,64	8,18	8,5	8,91	9,45	10,1
4,25	6,16	6,58	—	7,29	—	8,14	—	9,16	—	10,1	—
4,5	6,53	6,98	7,29	7,74	8,19	8,64	9,18	9,72	10,1	10,7	11,4
4,75	—	7,39	7,71	8,19	8,66	9,14	9,76	10,3	10,7	11,3	12,0
5	7,28	7,79	8,14	8,64	9,14	9,64	10,2	10,8	11,3	12,0	12,7
5,3	—	8,26	—	9,18	—	10,2	—	11,5	—	12,7	—
5,6	8,18	8,75	9,16	9,72	10,3	10,8	11,5	12,2	12,7	13,5	14,3
6	—	9,39	10,0	10,4	11,2	11,6	12,3	13,1	13,7	14,4	15,4
6,3	9,23	9,87	10,4	11,0	11,6	12,2	13,0	13,8	14,3	15,2	16,2
6,7	—	10,5	—	11,7	—	13,0	—	14,7	—	16,2	—
7,1	10,4	11,2	11,7	12,4	13,1	13,8	14,7	15,5	16,2	17,2	18,3
7,5	—	11,8	12,3	13,1	13,8	14,6	15,5	16,4	17,1	18,2	19,4
8	11,8	12,6	13,2	14,0	14,8	15,6	16,6	17,6	18,3	19,5	20,7
8,5	—	13,4	14,0	15,0	15,7	16,6	17,6	18,7	19,5	20,7	22,0
9	13,3	14,2	14,9	15,8	16,7	17,6	18,7	19,8	20,7	22,0	23,3
9,5	—	15,0	—	16,7	—	18,6	—	20,9	—	23,2	—
10	14,8	15,8	16,6	17,6	18,6	19,6	20,8	22,0	23,0	24,5	26,0
10,6	15,7	16,8	17,6	18,7	19,7	20,8	22,1	23,4	24,4	26,0	27,6
11,2	16,6	17,7	18,7	19,8	20,9	22,0	23,4	24,7	25,9	27,5	29,1
11,8	—	18,7	—	20,9	—	23,2	—	26,1	—	29,0	—
12,5	18,5	19,8	20,9	22,1	23,4	24,6	26,1	27,6	29,0	30,7	32,6
13,2	—	20,9	22,0	23,4	24,7	26,0	27,6	29,2	30,7	32,4	34,6
14	—	22,2	23,4	24,8	26,2	27,6	29,3	31,0	32,5	34,5	36,6
15	—	—	—	26,6	28,1	29,6	31,4	33,2	34,8	37,0	39,2
16	—	—	—	28,4	—	31,6	33,6	35,5	37,2	39,5	41,8
17	—	—	—	—	31,9	—	35,6	37,7	39,5	—	44,5
18	—	—	—	—	—	35,6	37,7	40,0	41,9	44,5	47,2
19	—	—	—	—	—	—	—	42,2	44,2	—	49,7
20	—	—	—	—	—	—	—	44,4	—	49,5	52,9

$\begin{matrix} a \\ b \end{matrix}$	2,8	3	3,15	3,35	3,55	3,75	4	4,25	4,50	4,75
2,8	7,3	—	—	—	—	—	—	—	—	—
3	7,85	—	—	—	—	—	—	—	—	—
3,15	8,26	8,9	9,37	—	—	—	—	—	—	—
3,35	—	—	10,0	—	—	—	—	—	—	—
3,55	9,39	—	10,7	11,4	12,1	—	—	—	—	—
3,75	10,0	—	11,3	12,0	12,8	13,3	—	—	—	—
4	10,7	—	12,1	12,9	13,7	14,2	15,1	—	—	—
4,25	11,3	—	—	—	—	—	16,2	—	—	—
4,5	12,1	12,9	13,7	14,5	15,4	16,0	16,7	18,3	19,3	—
4,75	12,8	—	14,4	15,3	16,3	17,0	—	19,3	—	20,6
5	13,5	14,5	15,2	16,2	17,2	17,9	19,1	20,4	21,6	—
5,3	14,3	—	16,1	—	18,3	—	—	—	—	—
5,6	15,1	16,2	17,1	18,2	19,3	20,1	21,5	22,9	24,2	24,7
6	16,3	—	18,3	19,6	20,8	21,5	23,1	24,6	26,0	26,6
6,3	17,1	18,3	19,3	20,6	21,8	22,8	24,3	25,9	27,5	28
6,7	18,2	—	20,6	—	23,2	—	25,9	27,6	29,3	—
7,1	19,3	20,7	21,8	23,2	24,7	25,8	27,5	29,3	31,1	32,9
7,5	20,5	—	23,1	24,6	26,1	27,3	29,1	31,0	32,9	33,7
8	21,9	23,4	24,6	26,3	27,9	29,1	31,1	33,1	35,1	36,1
8,5	23,3	—	26,2	28,0	29,6	31,0	33,1	35,2	37,4	38,4
9	24,7	26,4	27,8	29,6	31,4	32,9	35,1	37,4	39,6	40,8
9,5	26,0	—	29,4	—	32,2	—	37,1	—	41,9	—
10	27,5	29,5	30,9	33,0	35,0	36,6	39,1	41,6	44,1	45,6
10,6	29,1	—	32,8	35,0	37,1	38,9	41,5	44,2	46,8	48,4
11,2	30,8	33,0	34,7	37,0	39,2	41,1	43,9	46,7	49,5	51,3
11,8	32,5	—	36,6	—	41,3	—	46,3	—	52,2	—
12,5	34,5	37,0	38,8	41,3	43,8	46,0	49,1	52,3	55,4	57,4
13,2	36,4	—	41,0	43,7	46,3	48,7	51,9	55,2	58,5	60,8
14	38,7	41,4	43,6	46,4	49,2	52,0	55,1	58,6	62,1	64,6
15	41,5	—	46,7	49,7	52,7	55,3	59,1	62,9	66,6	69,3
16	44,3	47,5	49,9	53,0	56,3	59,1	63,1	67,1	71,1	74,1
17	47,1	—	53,0	56,4	59,9	62,9	—	71,4	75,6	78,8
18	49,9	—	56,2	59,8	63,4	66,6	71,1	75,6	80,1	83,6
19	52,7	—	59,3	63,1	66,9	70,4	—	79,8	84,6	88,3
20	55,4	59,5	62,5	—	70,5	—	79,1	—	89,1	—
22	61,1	—	68,8	73,1	77,5	81,6	—	92,6	98,1	102,6

25	69,5	74,5	78,2	83,2	88,2	92,9	99,1	105	112	116,8
26,5	—	—	83,0	88,2	93,5	98,5	—	111	118	125,9
28	—	—	87,7	93,2	98,9	104	111	118	125	131,1
30	—	—	—	—	106	112	119	127	134	140,6
32	—	—	—	—	119	—	127	135	143	150,1
36	—	—	—	—	—	—	143	152	—	—
$\begin{matrix} a \\ b \end{matrix}$	5	5,3	5,6	6	6,3	7,1	8	9	10	11,2
5	23,1	—	—	—	—	—	—	—	—	—
5,3	24,6	—	—	—	—	—	—	—	—	—
5,6	26,1	27,7	29,4	—	—	—	—	—	—	—
6	—	20,9	—	34,1	—	—	—	—	—	—
6,3	29,6	31,5	33,3	35,9	37,7	—	—	—	—	—
6,7	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
7,1	33,6	35,7	37,8	40,7	42,8	48,5	—	—	—	—
7,5	35,6	37,8	40,1	43,1	45,3	51,3	—	—	—	—
8	38,1	40,5	42,9	46,1	48,5	54,9	62,1	—	—	—
8,5	—	43,1	47,6	49,1	51,6	58,4	66,1	—	—	—
9	43,1	45,8	48,5	52,1	54,8	62	70,1	79,1	—	—
9,5	45,6	—	51,3	—	—	—	—	—	—	—
10	48,1	51,1	54,1	58,1	61,1	69,1	78,1	88,1	98,1	—
10,6	51,1	54,2	57,4	61,7	64,8	73,3	82,9	93,5	—	—
11,2	54,1	57,4	60,8	65,3	68,6	77,6	87,7	98,9	110,1	123,1
11,8	57,1	—	64,1	—	—	—	—	—	—	—
12,5	60,6	64,3	68,1	73,1	76,8	86,8	98,1	110,6	123,1	138,1
13,2	64,1	68	72	77,3	81,2	91,8	103,7	116,9	—	—
14	68,1	72,3	76,5	82,1	86,3	97,5	110,1	124,1	138,1	—
15	73,1	77,6	82,1	88,1	92,6	104,6	118,1	133,1	148,1	—
16	78,1	82,9	87,7	94,1	98,9	111,7	126,1	—	—	—
17	—	88,2	93,3	100,1	105,2	118,8	134,1	—	—	—
18	88,1	93,5	98,9	106,1	111,5	125,9	142,1	—	—	—
19	—	98,9	104,5	112,1	117,8	133	150,1	—	—	—
20	98,1	—	110,1	118,1	124,1	140,1	—	—	—	—
22	108,1	114,7	121,3	130,1	136,7	154,3	—	—	—	—
25	123,1	130,6	138,1	148,1	155,6	—	—	—	—	—
26,5	—	138,5	146,5	157,1	—	—	—	—	—	—
28	138,1	146,5	154,9	—	—	—	—	—	—	—
30	148,1	157,1	—	—	—	—	—	—	—	—

Bare dreptunghiulare
(Extras din STAS 2873/1-86)

$\frac{a}{b}$	5	5,3	5,6	6	6,3	7,1	8	9	10	11,2	12,5	14	16	18	20	22	25	28	32
16	—	—	—	—	—	—	—	—	—	177	198	222	254	—	—	—	—	—	—
18	—	—	—	—	—	—	—	—	—	200	—	250	—	322	—	—	—	—	—
19	—	—	—	—	—	—	—	—	—	211	—	264	—	—	—	—	—	—	—
20	—	—	—	118	—	—	—	—	198	222	248	278	318	358	398	—	—	—	—
22	—	—	—	130	—	—	—	196	218	244	—	300	—	394	—	482	—	—	—
23	—	—	—	—	—	—	—	223	248	278	310	348	398	448	498	—	—	—	—
28	—	—	—	—	—	176	198	250	—	312	—	390	—	502	—	614	—	782	—
32	—	168	177	190	200	225	—	286	—	356	—	446	—	574	—	702	—	894	1 022
36	178	—	200	214	225	—	286	—	358	—	448	—	—	—	718	—	898	—	1 250
40	198	—	222	238	250	282	318	358	398	446	498	558	638	718	798	—	998	1 118	—
45	223	—	250	268	282	318	358	403	448	502	561	628	718	808	898	—	—	1 258	—
50	248	—	278	298	313	353	398	448	498	558	623	698	798	898	998	—	—	—	—
56	278	—	312	334	351	396	440	502	558	—	698	—	894	—	1 118	—	—	—	—
63	313	—	351	376	395	445	502	565	628	—	786	—	1 006	—	1 258	—	—	—	—
71	—	—	—	—	—	—	566	637	708	—	885	—	1 134	—	—	—	—	—	—
80	—	—	—	478	—	566	638	—	708	—	998	—	—	—	—	—	—	—	—
90	—	—	—	538	—	637	718	—	898	—	1 123	—	—	—	—	—	—	—	—
100	—	—	—	598	—	708	798	—	998	—	1 248	—	—	—	—	—	—	—	—
$\frac{a}{b}$	5	5,3	5,6	6	6,3	7,1	8	9	10	11,2	12,5	14	16	18	20	22	25	28	32

Tabelul 8-I

Dimensiunile și secțiunile conductoarelor profilate din aluminiu
(Extras din STAS 6499/1-74)

SÎRME DREPTUNGHILARE

$\frac{a}{b}$	1,00	1,06	1,12	1,18	1,25	1,32	1,40	1,50
2,00	1,79	1,90	2,03	2,14	2,39	2,42	2,50	—
2,12	1,91	2,03	2,16	—	2,44	2,59	2,75	—
2,24	1,66	2,16	2,29	2,43	2,59	2,74	2,92	3,14
2,36	2,14	—	2,43	—	2,73	—	3,09	—
2,50	2,29	2,44	2,59	2,74	2,91	3,09	3,29	3,50
2,65	2,44	2,6	2,75	—	3,10	3,29	3,50	—
2,80	2,59	2,75	2,92	3,09	3,29	3,48	3,71	3,98
3,00	2,79	2,97	3,15	—	3,54	3,75	3,99	—
3,15	2,93	3,12	3,31	3,50	3,72	3,94	4,20	4,51
3,35	3,13	—	3,54	—	3,97	—	4,47	—
3,55	3,34	3,55	3,76	3,97	4,22	4,47	4,76	5,11
3,75	3,54	3,76	3,99	—	4,47	4,74	5,04	—
4,00	3,79	4,03	4,27	4,50	4,79	5,07	5,39	5,78
4,25	4,03	—	4,54	—	5,10	—	5,73	—
4,50	4,29	4,56	4,83	5,09	5,41	5,73	6,09	6,53
4,75	4,54	4,82	5,11	—	5,72	6,06	6,44	—
5,00	4,79	5,09	5,39	5,68	6,04	6,39	6,79	7,28
5,30	5,08	—	5,72	—	6,41	—	7,20	—
5,60	5,39	5,72	6,06	6,39	6,79	7,18	7,63	8,18
6,00	5,79	6,15	6,51	—	7,29	7,70	8,19	—
6,30	6,09	6,46	6,84	7,22	7,66	8,10	8,61	9,23
6,70	6,48	—	7,29	—	8,16	—	9,16	—
7,10	6,89	7,31	7,74	8,16	8,66	9,16	9,73	10,4
7,50	7,29	7,73	8,19	—	9,16	9,68	10,3	—
8,00	7,79	8,27	8,75	9,22	9,79	10,4	11,0	11,8
8,50	8,29	8,80	9,31	—	10,4	11,0	11,7	—
9,00	8,79	9,38	9,87	10,4	11,0	11,7	12,4	13,3
9,50	—	—	—	—	11,7	—	13,1	—
10,0	—	—	11,0	—	12,3	13,0	13,8	14,8
10,6	—	—	—	—	—	13,8	14,6	—
11,2	—	—	—	—	13,8	14,6	15,5	16,6
11,8	—	—	—	—	—	—	—	—
12,5	—	—	—	—	—	—	17,3	18,5
13,2	—	—	—	—	—	—	—	—
14,0	—	—	—	—	—	—	—	—

Tabelul 8-1 (continuare)

$b \backslash a$	1,60	1,70	1,80	1,90	2,00	2,12	2,24	2,36
2,00	3,00	—	3,25	—	3,64	—	—	—
2,12	3,18	3,24	3,45	—	—	4,14	—	—
2,24	3,37	3,65	3,67	—	4,12	—	4,64	—
2,36	3,56	—	—	—	—	—	—	—
2,50	3,79	3,89	4,14	4,39	4,64	4,94	—	5,35
2,65	4,03	4,14	4,41	4,67	—	5,26	5,58	5,70
2,80	4,27	4,40	4,68	4,96	5,24	5,58	5,90	6,05
3,00	4,59	4,71	5,04	5,34	5,64	6,00	6,38	6,52
3,15	4,83	4,99	5,31	5,62	5,94	6,32	6,69	6,85
3,35	5,16	—	5,67	—	6,34	—	7,14	—
3,55	5,17	5,67	6,03	6,38	6,74	7,16	7,59	7,83
3,75	5,70	6,16	6,39	6,76	7,14	7,60	8,04	8,32
4,00	6,19	6,44	6,87	7,24	7,64	8,18	8,50	8,91
4,25	6,58	—	7,29	—	8,14	—	9,16	—
4,50	6,98	7,29	7,74	8,19	8,64	9,18	9,72	10,1
4,75	7,39	7,71	8,19	8,66	9,11	9,76	10,3	10,7
5,00	7,79	8,14	8,64	9,14	9,64	10,2	10,8	11,3
5,30	8,26	—	9,18	—	10,2	—	11,5	—
5,60	8,75	9,16	9,72	10,3	10,8	11,5	12,2	12,7
6,00	9,39	10,0	10,4	11,2	11,6	12,3	13,1	13,7
6,30	9,87	10,4	11,0	11,6	12,2	13,0	13,8	14,3
6,70	10,5	—	11,7	—	13,0	—	14,7	—
7,10	11,2	11,7	12,4	13,1	13,8	14,7	15,5	16,2
7,50	11,8	12,3	13,1	13,8	14,6	15,5	16,4	17,1
8,00	12,6	13,2	14,0	14,8	15,6	16,6	17,6	18,3
8,50	13,4	14,0	15,0	15,7	16,6	17,6	18,7	19,5
9,00	14,2	14,9	15,8	16,7	17,6	18,7	19,8	20,7
9,50	15,0	—	16,7	—	18,6	—	20,9	—
10,0	15,8	16,6	17,6	18,6	19,6	20,8	22,0	23,0
10,6	16,8	17,6	18,7	19,7	20,8	22,1	23,4	24,4
11,2	17,7	18,7	19,8	20,9	22,0	23,4	24,7	25,9
11,8	18,7	—	20,9	—	23,2	—	26,1	—
12,5	19,8	20,9	22,1	23,4	24,6	26,1	27,6	29,0
13,2	20,9	22,0	23,4	24,7	26,0	27,6	29,2	30,7
14,0	22,2	23,4	24,8	26,2	27,6	29,3	31,0	32,5
15,0	—	—	26,6	28,1	29,6	31,4	33,2	34,8
16,0	—	26,4	28,4	—	31,6	33,6	35,5	37,2
17,0	—	—	—	31,9	—	35,6	37,7	39,5
18,0	—	—	—	—	35,6	37,7	40,0	41,9
19,0	—	—	—	—	—	—	42,2	44,2
20,0	—	—	—	—	—	—	44,4	—

Tabelul 8-1 (continuare)

$b \backslash a$	2,50	2,65	2,80	3,00	3,15	3,35	3,55	3,75
2,50	5,70	—	—	—	—	—	—	—
2,65	—	6,47	—	—	—	—	—	—
2,80	6,45	—	7,30	—	—	—	—	—
3,00	—	7,40	7,85	—	—	—	—	—
3,15	7,32	7,80	8,26	8,90	9,37	—	—	—
3,35	—	—	—	—	10,0	—	—	—
3,55	8,33	8,92	9,39	—	10,7	11,4	12,1	—
3,75	8,83	9,46	10,1	—	11,3	12,0	12,8	13,3
4,00	9,45	10,1	10,7	—	12,1	12,9	13,7	14,2
4,25	10,1	—	11,3	—	—	—	—	—
4,50	10,7	11,4	12,1	12,9	13,7	14,5	15,4	16,0
4,75	11,3	12,0	12,8	—	14,4	15,3	16,3	17,0
5,00	12,0	12,7	13,5	14,5	15,2	16,2	17,2	17,9
5,30	12,7	—	14,3	—	16,1	—	18,3	—
5,60	13,5	14,3	15,1	16,2	17,1	18,2	19,3	20,1
6,00	14,4	15,4	16,3	—	18,3	19,8	20,8	21,6
6,30	15,2	16,2	17,1	18,3	19,3	20,6	21,8	22,8
6,70	16,2	—	18,2	—	20,6	—	23,2	—
7,10	17,2	18,3	19,3	20,7	21,8	23,2	24,7	25,8
7,50	18,2	19,4	20,5	—	23,1	24,6	26,1	27,3
8,00	19,5	20,7	21,9	23,4	24,6	26,3	27,9	29,1
8,50	20,7	22,0	23,3	—	26,2	28,0	29,6	31,0
9,00	22,0	23,3	24,7	26,4	27,8	29,6	31,4	32,9
9,50	23,2	—	26,0	—	29,4	—	33,2	—
10,0	24,5	26,0	27,5	29,5	30,9	33,0	35,0	36,6
10,6	26,0	27,6	29,1	—	32,8	35,0	37,1	38,9
11,2	27,5	29,1	30,8	33,0	34,7	37,0	39,2	41,1
11,8	29,0	—	32,5	—	36,6	—	41,3	—
12,5	30,7	32,6	34,5	37,0	38,8	41,3	43,8	46,0
13,2	32,4	34,6	36,4	—	41,0	43,3	46,3	48,7
14,0	34,5	36,6	38,7	41,4	43,6	46,4	49,2	52,0
15,0	37,0	39,2	41,5	—	46,7	49,7	52,7	55,3
16,0	39,5	41,8	44,3	47,5	49,9	53,0	56,3	59,1
17,0	—	44,5	47,1	—	53,0	56,4	59,9	62,9
18,0	44,5	47,2	49,9	—	56,2	59,8	63,4	66,6
19,0	—	49,7	52,7	—	59,3	63,1	66,9	70,4
20,0	49,5	52,5	—	59,5	62,5	—	70,5	—
22,0	—	—	61,1	—	68,8	73,1	77,5	81,6
25,0	—	—	69,5	74,5	78,2	83,2	88,2	92,9
26,5	—	—	—	—	83,0	88,2	93,5	98,5
28,0	—	—	—	—	87,7	93,2	98,9	104
30,0	—	—	—	—	—	—	106	112
32,0	—	—	—	—	—	—	—	119

Tabelul 8-I (continuare)

$\begin{matrix} a \\ b \end{matrix}$	4,00	4,25	4,50	4,75	5,00	5,30	5,60	6,00	6,30	
4,00	15,1	—	—	—	—	—	—	—	—	
4,25	16,2	—	—	—	—	—	—	—	—	
4,50	16,7	18,3	19,3	—	—	—	—	—	—	
4,75	—	19,3	—	21,7	—	—	—	—	—	
5,00	19,1	20,4	21,6	—	24,1	—	—	—	—	
5,30	—	—	—	—	25,6	—	—	—	—	
5,60	21,5	22,9	24,2	25,7	27,6	28,8	30,5	—	—	
6,00	23,1	24,6	26,0	27,6	—	30,9	—	35,1	—	
6,30	24,3	25,9	27,5	29,0	30,6	32,5	34,4	36,9	38,8	
6,70	25,9	—	29,3	—	—	—	—	—	—	
7,10	27,5	29,3	31,1	32,9	34,6	36,8	38,9	41,7	43,8	
7,50	29,1	31,0	32,9	34,8	36,6	38,9	41,1	44,1	46,3	
8,00	31,1	33,1	35,1	37,1	39,1	41,5	43,9	47,1	49,5	
8,50	33,1	35,2	37,4	39,5	—	44,2	46,7	50,1	52,7	
9,00	35,1	37,4	39,6	41,9	44,1	46,8	49,5	53,1	55,8	
9,50	37,1	—	41,9	—	46,6	—	52,3	—	—	
10,0	39,1	41,6	44,1	46,6	49,1	52,1	55,1	59,1	62,1	
10,6	41,5	44,2	46,8	49,5	52,1	55,3	58,5	62,7	65,0	
11,2	43,9	46,7	49,5	52,3	55,1	58,5	61,9	66,3	69,7	
11,8	46,3	—	52,2	—	58,1	—	65,2	—	—	
12,5	49,1	52,3	55,4	58,5	61,6	65,4	69,1	74,1	77,8	
13,2	51,9	55,2	58,2	61,8	65,1	69,1	73,1	78,3	82,3	
14,0	55,1	58,6	62,1	65,6	69,1	73,3	77,5	83,1	87,3	
15,0	59,1	62,9	66,6	70,3	74,1	78,6	83,1	89,1	93,7	
16,0	63,1	67,1	71,1	75,1	79,1	83,9	88,7	95,1	100	
17,0	—	71,4	75,6	79,8	—	89,2	94,3	101	106	
18,0	71,1	75,6	80,1	84,6	89,1	94,6	100	107	112	
19,0	—	79,8	84,6	89,3	—	100	106	113	119	
20,0	79,1	—	89,1	—	99,1	—	111	119	125	
22,0	—	92,6	98,1	104	109	116	122	131	138	
25,0	99,1	105	112	118	124	132	139	149	157	
26,5	—	111	118	125	—	140	147	158	—	
28,0	111	118	125	132	139	148	156	167	—	
30,0	119	127	134	142	149	158	167	—	—	
32,0	127	135	143	151	—	—	—	—	—	
36,0	143	152	161	170	—	—	—	—	—	
$\begin{matrix} a \\ b \end{matrix}$	7,1	8	9	10	11,2	12,5	13,5	14,5	15,5	16
7,10	49,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—
7,50	52,4	—	—	—	—	—	—	—	—	—
8,00	55,9	63,1	—	—	—	—	—	—	—	—
8,50	59,3	67,1	—	—	—	—	—	—	—	—
9,00	63,0	71,1	80,1	—	—	—	—	—	—	—
9,50	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
10,0	70,1	79,1	89,1	99,1	—	—	—	—	—	—
10,6	74,3	83,9	94,6	—	—	—	—	—	—	—
11,2	78,7	88,7	100	111	125	—	—	—	—	—
11,8	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
12,5	87,9	99,1	112	124	139	156	—	—	—	—
13,2	92,8	105	118	—	—	—	178	—	—	—
14,0	98,5	111	125	139	—	—	—	203	—	—
15,0	106	119	134	149	—	—	—	—	232	—
16,0	113	127	—	—	—	—	—	—	—	255
17,0	120	135	—	—	—	—	—	—	—	—
18,0	127	143	—	—	—	—	—	—	—	—
19,0	134	151	—	—	—	—	—	—	—	—
20,0	141	159	—	—	—	—	—	—	—	—
22,0	155	—	—	—	—	—	—	—	—	—

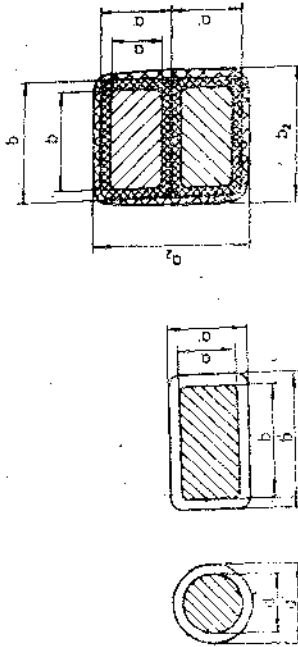
Tabelul 8-II

$\begin{matrix} a \\ b \end{matrix}$	5,00	5,30	5,60	6,00	6,30	7,10	8,00	9,00	10,0	11,2	12,5
16,0	—	—	—	—	—	—	—	—	—	178	199
18,0	—	—	—	—	—	—	—	—	—	200	—
20,0	—	—	—	—	—	—	—	—	199	223	249
22,0	—	—	—	—	—	—	—	197	—	245	—
25,0	—	—	—	—	—	177	199	224	249	279	311
28,0	—	—	—	167	175	198	—	251	—	313	—
32,0	—	169	178	191	201	226	—	287	—	357	—
36,0	179	—	201	215	226	—	287	—	359	—	449
40,0	199	—	223	239	251	283	319	359	399	447	499
45,0	224	—	251	269	283	319	359	404	449	498	562
50,0	249	—	279	299	314	351	399	449	499	559	624
56,0	279	—	313	335	352	397	449	503	559	—	699
63,0	314	—	352	377	396	400	503	566	620	—	787
71,0	—	—	—	—	—	—	567	638	709	—	886
80,0	—	—	—	479	—	567	639	—	709	—	999
90,0	—	—	—	539	—	638	719	—	899	—	1 121
100	—	—	—	599	—	709	799	—	999	—	1 219
105	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	1 270
110	—	—	—	—	—	—	—	990	—	—	—
120	—	—	—	—	—	—	959	1 079	—	—	1 450
125	—	—	—	—	—	—	—	1 124	—	—	—
130	—	—	—	—	—	—	—	1 169	—	—	—

Tabelul 8-III

$\begin{matrix} a \\ b \end{matrix}$	14,0	16,0	18,0	20,0	22,0	25,0	28,0	32,0
16,0	223	255	—	—	—	—	—	—
18,0	251	—	323	—	—	—	—	—
20,0	279	319	359	399	—	—	—	—
22,0	307	—	395	—	461	—	—	—
25,0	349	399	449	499	—	624	—	—
28,0	391	—	503	—	615	—	783	—
32,0	447	—	575	—	703	—	894	1 022
36,0	—	—	—	19	—	899	—	1 295
40,0	559	639	719	799	—	999	1 119	—
45,0	629	719	809	899	—	—	1 259	—
50,0	699	799	899	999	—	—	—	—
56,0	—	895	—	1 007	—	—	—	—
63,0	—	1 007	—	1 259	—	—	—	—
71,0	—	1 135	—	—	—	—	—	—
80,0	1 119	—	—	—	—	—	—	—
90,0	1 259	1 439	—	—	—	—	—	—
100	—	1 599	—	—	—	—	—	—
105	1 469	—	—	—	—	—	—	—
110	1 539	—	—	—	—	—	—	—
120	—	1 919	—	—	—	—	—	—
125	1 749	—	—	—	—	—	—	—
130	—	2 079	—	—	—	—	—	—

Grosimea bilaterală a izolației conductoarelor
($d' - d$, respectiv $a' - a$ și $b' - b$, unde $a < b$)



Tabelul 9-1

Izolație cu email tereftalic și sticlă (clasa F)

Izolația		Conductor rotund : diametrul d , in mm								Conductor profilat — latura mică a , mm				
Compuarea		Simbol	0,1...0,18	0,19... 0,29	0,3... 0,48	0,5... 0,75	0,8... 1,45	1,9... 2,9	3... 3,8	4...6	0,83... 1,45	1,5... 2,83	3... 3,8	4...6
Email tereftalic	E		0,015...	0,02...	0,03...	0,03...	0,04...	0,05...	0,08		0,05...	0,06...	0,1	0,12
	ET		0,02	0,04	0,045	0,06	0,08	0,08	—	—	0,09	0,1	—	—
	ES		—	—	—	—	0,25	0,30	—	—	—	—	—	—
	$E2S$		—	—	—	—	0,35	0,40	0,40	0,40	0,40	0,40	0,45	0,50
	$E3S$		—	—	—	—	—	—	0,50	0,50	—	—	—	—
Email tereftalic + sticlă	ET		—	—	—	—	—	—	—	—	0,45	0,45	0,50	0,55
	$1 \times$ înfășurare		—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	$1 \times$ înfășurare + $1 \times$ țesătură		—	—	—	—	—	—	—	—	0,60	0,65	0,70	0,70
	$2 \times$ înfășurare + $1 \times$ țesătură		—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,75	0,80	0,80
	$E2ST$		—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,75	0,80	0,80
$E2T$		—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,75	0,80	0,80	

Izolație cu hirtie (clasa A). Conductoare rotunde
(Extras din STAS 6163-76)

Tipul conductorului	Creșterea diametrului prin izolare ($d' - d$) [mm]	Numărul și grosimea benzilor de hirtie nesuprapuse [mm]
Cu—H Al—H	$0,20 \pm 0,014$	$2 \times 0,05$
	$0,26 \pm 0,016$	$1 \times 0,05 + 1 \times 0,08$
	$0,30 \pm 0,021$	$3 \times 0,05$
	$0,32 \pm 0,023$	$2 \times 0,08$
	$0,32 \pm 0,023$	$2 \times 0,05 + 1 \times 0,06$
	$0,36 \pm 0,026$	$2 \times 0,05 + 1 \times 0,08$
	$0,40 \pm 0,028$	$4 \times 0,05$
	$0,42 \pm 0,029$	$1 \times 0,05 + 2 \times 0,08$
	$0,44 \pm 0,030$	$2 \times 0,05 + 1 \times 0,12$
	$0,46 \pm 0,032$	$3 \times 0,05 + 1 \times 0,08$
	$0,48 \pm 0,034$	$3 \times 0,08$
	$0,50 \pm 0,035$	$5 \times 0,05$
	$0,54 \pm 0,038$	$3 \times 0,05 + 1 \times 0,12$
	$0,56 \pm 0,039$	$4 \times 0,05 + 1 \times 0,08$
	$0,60 \pm 0,042$	$6 \times 0,05$
	$0,64 \pm 0,045$	$4 \times 0,05 + 1 \times 0,12$
	$0,64 \pm 0,045$	$4 \times 0,08$
	$0,66 \pm 0,046$	$5 \times 0,05 + 1 \times 0,08$
	$0,70 \pm 0,049$	$7 \times 0,05$
	$0,74 \pm 0,051$	$5 \times 0,05 + 1 \times 0,12$
	$0,76 \pm 0,053$	$6 \times 0,05 + 1 \times 0,08$
	$0,78 \pm 0,055$	$3 \times 0,05 + 2 \times 0,12$
	$0,80 \pm 0,056$	$5 \times 0,08$
	$0,84 \pm 0,059$	$6 \times 0,05 + 1 \times 0,12$
	$0,86 \pm 0,060$	$7 \times 0,05 + 1 \times 0,08$
	$0,94 \pm 0,066$	$7 \times 0,05 + 1 \times 0,12$
	$0,96 \pm 0,067$	$8 \times 0,05 + 1 \times 0,08$
	$0,96 \pm 0,067$	$6 \times 0,08$
	$0,96 \pm 0,067$	$4 \times 0,12$
	$0,98 \pm 0,069$	$5 \times 0,05 + 2 \times 0,12$
	$1,44 \pm 0,10$	$6 \times 0,12$
	$1,92 \pm 0,13$	$8 \times 0,12$
	$3,12 \pm 0,21$	$13 \times 0,12$
	$3,20 \pm 0,22$	$20 \times 0,08$
	$4,32 \pm 0,30$	$13 \times 0,12$
	$4,80 \pm 0,34$	$30 \times 0,08$

Tabelul 9-11

Izolație cu hirtie (clasă A). Conductoare profilate
(Extras din STAS 6163-76)

Tipul conductorului	Creșterea dimensiunilor prin izolare ($a'-a$; $b'-b$; a_2-2a' ; b_2-b') [mm]	Numărul și grosimea benzilor de hirtie, în mm	
		nesuprapuse	suprapuse
Cu-PH	$0,26 \pm 0,016$	$1 \times 0,05 + 1 \times 0,08$	
Al-PH	$0,30 \pm 0,021$	$3 \times 0,05$	
Cu-2 PH	$0,32 \pm 0,023$	$2 \times 0,08$	
	$0,32 \pm 0,023$	$2 \times 0,05 + 1 \times 0,06$	
	$0,36 \pm 0,025$	$2 \times 0,05 + 1 \times 0,08$	
	$0,40 \pm 0,028$	$4 \times 0,05$	
	$0,42 \pm 0,029$	$1 \times 0,05 + 2 \times 0,08$	
	$0,44 \pm 0,030$	$2 \times 0,05 + 1 \times 0,12$	
	$0,46 \pm 0,032$	$3 \times 0,05 + 1 \times 0,08$	
	$0,48 \pm 0,034$	$3 \times 0,08$	
	$0,50 \pm 0,035$	$5 \times 0,05$	
	$0,52 \pm 0,036$	$2 \times 0,05 + 2 \times 0,08$	
	$0,54 \pm 0,038$	$3 \times 0,05 + 1 \times 0,12$	
	$0,56 \pm 0,039$	$4 \times 0,05 + 1 \times 0,08$	
	$0,60 \pm 0,042$	$6 \times 0,05$	
	$0,64 \pm 0,045$	$4 \times 0,08$	
	$0,64 \pm 0,045$	$4 \times 0,05 + 1 \times 0,12$	
	$0,66 \pm 0,046$	$5 \times 0,05 + 1 \times 0,08$	
	$0,70 \pm 0,049$	$7 \times 0,05$	
	$0,74 \pm 0,051$	$5 \times 0,05 + 1 \times 0,12$	
	$0,76 \pm 0,053$	$6 \times 0,05 + 1 \times 0,08$	
	$0,78 \pm 0,055$	$3 \times 0,05 + 2 \times 0,12$	
	$0,80 \pm 0,056$	$5 \times 0,08$	
	$0,86 \pm 0,060$	$7 \times 0,05 + 1 \times 0,08$	
	$0,96 \pm 0,067$	$8 \times 0,05 + 1 \times 0,08$	
	$0,96 \pm 0,067$	$6 \times 0,08$	
	$0,98 \pm 0,069$	$5 \times 0,05 + 2 \times 0,12$	
	$1,28 \pm 0,090$	$8 \times 0,08$	
	$1,44 \pm 0,01$	$9 \times 0,08$	
	$1,46 \pm 0,10$	$5 \times 0,05 + 4 \times 0,12$	
	$1,70 \pm 0,12$	$5 \times 0,05 + 5 \times 0,12$	
	$1,76 \pm 0,13$	$11 \times 0,08$	
	$1,92 \pm 0,14$	$12 \times 0,08$	$6 \times 0,08$
	$1,94 \pm 0,14$	$5 \times 0,05 + 6 \times 0,12$	
	$2,24 \pm 0,15$	$14 \times 0,08$	$7 \times 0,08$
	$2,30 \pm 0,16$	$15 \times 0,05 + 5 \times 0,08$	
	$2,70 \pm 0,19$	$19 \times 0,06 + 5 \times 0,08$	
	$2,72 \pm 0,19$	$17 \times 0,08$	$8 \times 0,08 + 1 \times 0,08^*$
	$3,04 \pm 0,21$	$19 \times 0,08$	$9 \times 0,08 + 1 \times 0,08^*$
	$3,12 \pm 0,21$	$13 \times 0,12$	
	$3,36 \pm 0,23$		$10 \times 0,08$
	$3,52 \pm 0,24$		$11 \times 0,08$
	$3,84 \pm 0,26$		$12 \times 0,08$
	$4,00 \pm 0,28$		$12 \times 0,08 + 1 \times 0,08^*$
	$4,16 \pm 0,29$		$13 \times 0,08$
	$4,32 \pm 0,30$	$18 \times 0,12$	
	$4,80 \pm 0,35$		$15 \times 0,08$
	$4,96 \pm 0,40$		$15 \times 0,08 + 1 \times 0,08^*$
	$6,24 \pm 0,50$		$19 \times 0,08 + 1 \times 0,08^*$

Scheme de izolații folosite la mașinile electrice rotative normale

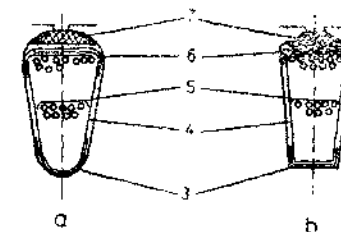


Fig. 10-I. Crestătură ovală sau trapezoidală cu conductor rotund.

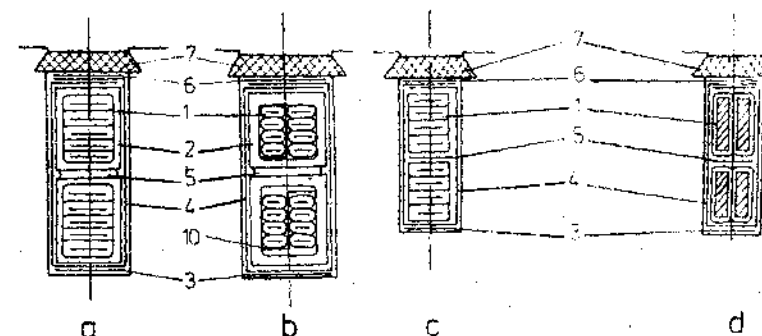


Fig. 10-II. Crestătură deschisă cu conductor profilat (a, b și c) sau bară continuă — fără mufă de inseriere (d).

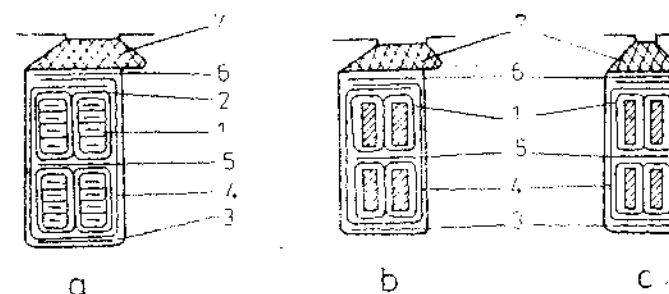


Fig. 10-III. Crestătură semideschisă ori semînchisă cu conductor profilat (a), cu bară continuă (b) sau cu semibare — cu mufă de inseriere (c).

Observații: 1. Materialele fiecărei poziții în mai multe variante posibile, în funcție de clasa de izolație folosită, sînt indicate în tabelul 10-1.

2. Poziția 10 — izolație între rînduri — se pune în „Z” pe toată lungimea bobinei, din folie flexibilă cu grosimea de 0,2—0,3 mm.

Materiale electroizolante recomandate pentru înfășurările mașinilor electrice rotative

	Izolație discontinuă		Izolație continuă		
Clasa de izolație	B	F	B	F	H
Izolația conduc- torului (poz. 1)	a) Email b) Micabandă pe hîrtie sau pinză c) Fire de sticlă+ email cls. B (E2S) d) Samicabandă	a) Email b) Micabandă pe pinză c) Fire de sticlă+ email cls. F (E2S) d) Semicabandă	a) Micabandă pe su- port de mătase sau hîrtie b) Samicabandă po- roasă pe suport de sticlă c) Samicabandă pre- impregnată pe su- port de sticlă	a) Micabandă pe su- port de țesătură de sticlă b) Samicabandă po- roasă pe suport de sticlă c) Samicabandă pre- impregnată pe su- port de sticlă	La schemele de izolație clasă H se folosesc mate- riale similare cu cele de la clasă F cu deosebirea că suportul benzilor și fo- liilor este din țesătură de sticlă, iar liantul sau lacul de impregnare este lacul siliconic. Benzile izolante constau din țesătură de sticlă impregnate în lac siliconic sau din cauciuc siliconic cu sau fără in- sertie de fire de sticlă
Izolația secției sau bobinei pe partea activă (poz. 2)	a) Teacă de mica- foliu cu șelac pe suport de hîrtie b) Teacă de samica- foliu preimpregnat cu rășină sinte- tică cls. B	a) Teacă de micafoliu pe pinză de sticlă b) Teacă de samica- foliu pe pinză de sticlă preimpregnat cu rășină sintetică cls. F			
Izolația capetelor frontale ale sec- țiilor sau bobi- nelor	Tensiuni sub 1 kV (JT) a) Bandă de bumbac impregnată b) Bandă de sticlă impregnată sau neimpregnată	Tensiuni sub 1 kV (JT) a) Bandă de sticlă im- pregnată sau neim- pregnată	a) Bandă de sticlă lăcuită b) Bandă de sticlă impregnată c) Bandă Epoflex (pe bază de pislă din fibre poliesterice)		

Izolația creștăturii (poz. 4)	Tensiuni sub 1 kV (JT)		a) Prespan b) Lateroid c) Folie combinată pentru clasa B	a) Folie combinată pentru clasa F
	a) Prespan b) Lateroid c) Folie combinată de clasă B	a) Folie combinată de clasă F		
	Tensiuni peste 1 kV (IT) Se prevede prespan, lateroid sau altă folie cu scop de protecție mecanică: poate lipsi în cazuri justificate tehnologice			
Izolația între straturi și la fundul creștăturii poz. 3 și 5	a) Prespan b) Lateroid c) Micanită flexibilă (de formare) d) Folie combinată între faze în cazul mașinilor trifazate cu bobine moi din conductor emailat Obs. Această izolație se așază peste poziția 1	a) Micanită flexibilă b) Sticlotextolit c) Folie combinată între faze în cazul mașinilor trifazate cu bobine moi din conductor emailat Obs. Această izolație se așază peste poziția 1	a) Prespan b) Lateroid c) Micanită flexibilă	a) Micanită flexibilă b) Sticlotextolit
Izolația sub pană (poz. 6)	a) Sticlotextolit	a) Sticlotextolit	a) Sticlotextolit	a) Sticlotextolit
Pană (poz. 7)	a) Lemn fiert în ulei b) Pertinax (Izoplac) c) Sticlotextolit d) Lemn densificat	a) Sticlotextolit b) Pană trasă din fire de sticlă incleiată cu epoxi	a) Lemn fiert în ulei b) Pertinax (Izoplac) c) Sticlotextolit	a) Sticlotextolit b) Pană trasă din fire de sticlă incleiată în epoxi

Tabelul 10-II

Grosimea tecilor izolante

Tensiunea nominală	Samicabandă preimpr.	Samicafoliu impregnat	Micafoliu impregnat
pină la 1 kV	0,8—1,2 mm	1,00—1,2 mm	0,5—0,75 mm
pină la 3 kV	1,2—1,5 mm	1,4—1,8 mm	1—1,5 mm
pină la 6 kV	1,6—2 mm	2—2,5 mm	1,75—2 mm
pină la 10 kV	2,2—3 mm	3—3,5 mm	3—3,5 mm

Izolația părții frontale a bobinelor la tensiuni peste 1 kV (IT):

a) Micabandă sau samicabandă preimpregnată cu o grosime totală mai mică decât teaca plus 1—2 straturi de pinză lăcuită sau bandă de sticlă impregnată.

b) Micabandă sau samicabandă preimpregnată cu o grosime totală mai mică decât a tecii plus 1—2 straturi bandă Epoflex sau bandă de sticlă impregnată de 0,10—0,15.

Obs. 1. Pozițiile 1, 2, 3... corespund cu pozițiile indicate în figurile 10-I, 10-II și 10-III.

2. Indicii a, b, c reprezintă variante posibile.

3. Izolarea conductoarelor cu micabandă sau samicabandă se face 1×1/2 suprapus.

4. Grosimea tecii izolante se alege în funcție de tensiunea nominală conform tabelului 10-II.

ANEXA 11

Tabelul 11-I

Bare rotunde trase din CUPRU
(Extras din STAS 391-72)

Diametrul d [mm]	Abateri limită		Secțiunea [mm ²]	Masa teoretică [kg/m]
	normale	speciale h (11)		
3,0	−0,10	−0,06	7,07	0,063
3,5			9,62	0,086
4,0			12,57	0,112
4,5	−0,12	−0,075	15,90	0,141
5,0			19,64	0,175
6,0			28,27	0,252
7			38,48	0,342
8			50,27	0,447
9	−0,150	−0,09	63,62	0,566
10			78,54	0,699
11			95,0	0,846
12			113,1	1,010
14	−0,180	−0,11	153,9	1,370
16			201,1	1,790
18			254,5	2,265
20			314,2	2,796
22			380,1	3,383
25	−0,210	−0,13	490,9	4,370
28			615,8	5,480
30			706,9	6,291
32			804,2	7,158
35			962,1	8,563
36			1 018,0	9,060
38	−0,250	−0,16	1 134,1	10,094
40			1 257,0	11,184
45			1 590,0	14,160
50			1 964,0	17,500

Tabelul 11-II

Bare rotunde trase din ALUMINIU
(Extras din STAS 291-77)

Nominal	Abateri limită		Aria secțiunii [mm ²]	Masa teoretică [kg/m]
	normale $(j, 12)$	speciale $(h, 11)$		
3,0	±0,03	0 −0,06	7,069	0,0601
3,5			9,621	0,0820
4,0			12,57	0,107
4,5			15,90	0,135
5,0	±0,06	0	19,64	0,167
5,5		−0,075	23,76	0,202
6,0			28,27	0,240
6,5			33,18	0,282
7,0			38,48	0,327
7,5			44,18	0,376
8,0			50,27	0,427
8,5	±0,075	0	56,75	0,482
9,0		−0,09	63,62	0,541
9,5			70,88	0,602
10,0			78,54	0,668
10,5			86,59	0,736
11,0			95,03	0,808
12,0			113,10	0,901
13,0			132,73	1,13
14,0	±0,09	0	153,94	1,31
15,0		−0,11	176,71	1,50
16,0			201,10	1,71
18,0			254,50	2,16
19			283,5	2,41
20			314,2	2,67
21			346,4	2,94
22			380,1	3,23
23			415,3	3,53
24			452,4	3,85
25	±0,105	0	490,9	4,17
26		−0,13	530,9	4,51
27			572,6	4,87
28			615,8	5,23
29			660,5	5,61
30			706,9	6,01
32			804,2	6,84
34			907,9	7,72
36			1 018,0	8,65
38			1 134,1	9,64
40	±0,125	0	1 256,6	10,68
42		−0,16	1 385,0	11,80
45			1 590,4	13,50
48			1 810,0	15,40
50			1 963,5	16,69

Dimensiunile perilor pentru mașinile electrice (Extras din STAS 4199-76)

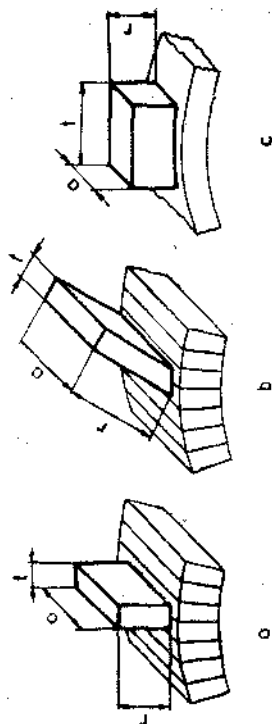
$\frac{a}{l}$	2	2,5	3,2	4	5	6,3	8	10	12,5	16	20	25	32	40	50	r
1,6	8	8														8
2		8	8													8
2,5			8 10	8 10	10 12,5											8 10 12,5
3,2		10		8 10 12,5	10 12,5	12,5 16										8 10 12,5 16
4		10	10		10 12,5	12,5 16	16 20	16 20								10 12,5 16 20
5			12,5	12,5		12,5 16	16 20 25	16 20 25	20 25 32	20 25 32	25 32	32 40	32 40			12,5 16 20 25 32 40
6,3			12,5	12,5 16	16		20 25	20 25 32	20 25 32	25 32	25 32 40 50	32 40 50	32 40 50			12,5 16 20 35 32 40 50
8				16 20	16 20	20		20 25 32	25 32	25 32 40	25 32 40 50	32 40 50	32 40 50 64			16 20 25 32 40 50 64

10					16 20	16 20 25	20 25 32		25 32 40	25 32 40	25 32 40 50 64	32 40 50 64	22 40 50 64	40 50 64		16 20 25 32 40 50 64
12,5					20 25	25 32	25 32		25 32 40	32 40 50	32 40 50 64	32 40 50 64 80	40 50 64 80	50 64 80		20 25 32 40 50 64 80
16					20 25	25 32	25 32 40	32 40		32 40 50	32 40 50 64	32 40 50 64 80	40 50 64 80	50 64 80		20 25 32 40 50 64 80
20						25 32	25 32 40	32 40 50	32 40 50		32 40 50 64	32 40 50 64 80	40 50 64 80	50 64 80 100		25 32 40 50 64 80 100
25							32 40 50	32 40 50	32 40 50 64	32 40 50 64		40 50 64 80	40 50 64 80 100	50 64 80 100		32 40 50 64 80 100

t	a	2	2,5	3,2	4	5	6,3	8	10	12,5	16	20	25	32	40	50	r
	32								32 40 50 64	32 40 50 64	32 40 50 64 80	32 40 50 64 80 100	40 50 64 80 100 125	40 50 64 80 100 125	40 50 64 80 100 125	40 50 64 80 100 125	32 40 50 64 80 100 125
	40									40 50 64	40 50 64 80	40 50 64 80 100	40 50 64 80 100 125	40 50 64 80 100 125	40 50 64 80 100 125	40 50 64 80 100 125	40 50 64 80 100 125
	50																40 50 64 80 100 125

Observații.

— Combinațiile preferențiale pentru dimensiunile t , a și r sînt indicate cu caractere groase;
 — Nu se recomandă utilizarea secțiunilor pătrate ale peritelor;
 — Se admite utilizarea unor dimensiuni r mai mari, dacă permit utilizarea unor astfel de dimensiuni.


Proprietățile și caracteristicile materialelor pe bază de sticlă și fire de sticlă

Fire de sticlă (fără conținut de produse alcaline)

Punct de înmuiere	676°C
Căldură specifică	0,8 J/g°C
Conductibilitate termică	0,99 W/m°C
Coefficient de dilatare	$4,9 \cdot 10^{-6} 1/°C$
Masă specifică	2,54 g/cm ³
Rezistența la tracțiune	1 000–2 000 N/mm ²
Alungirea	1,5%
Stabilitate bună față de umezeală și acizi organici	
Nestabilă față de acizi și baze anorganice	

Tesătură de sticlă neîmpregnată

(după menținere 72 ore la umiditate relativă (u.r.))

Rezistența de suprafață 100%	1 200 MΩ
75%	3 000 MΩ
50%	15 000 MΩ
Rigiditate dielectrică	37 kV/cm

Tesătura de sticlă împregnată poate fi realizată în variantele:

- împregnată cu lac uleios pentru temp. max. 130°C
- împregnată cu lac uleios modificat cu rășini sintetice pentru temp. max. 150°C
- împregnată cu lac siliconic pentru temp. max. 180–200°C

Proprietățile și caracteristicile rășinilor epoxidice

Tabelul 13-11

	C/M	Rășină simplă epoxi (Araldite B)	Rășină epoxi cu umplutură 25 % praf ardezic	Rășină epoxi cu umplutură 24 % nisip cu cuarț
Masă specifică	g/cm ³	1,1–1,25	1,25–1,3	1,8–2
Contrație volumetrică	%	1–3	—	0,5–2,3
Conductibilitate termică	W/m°C	0,21	—	0,6–0,8
Stabilitate termică	grade Martens	105–130	110–120	120–130
Temperatura de descompunere	°C	340–350	340–350	340–350
Rezistența la rupere	MPa	65–80	35–45	75–85
Absorbția de apă	%	0,1–0,35	0,20–0,25	0,15–0,20
Rezistența specifică	Ω cm	$10^{16}–10^{17}$	—	$10^{16}–10^{18}$
Rigiditate dielectrică	kV/mm	35	—	—

Proprietățile și caracteristicile benzilor de sticlă împregnate

Tabelul 13-111

Grosime	mm	0,08	0,10	0,15	0,20	
Greutate pe m ² (pentru cls. B, F)	N	1,00	1,30	2,40	2,80	împregnat în lac de cls. B și F
Greutate pe m ² (pentru cls. H)	N	1,05	1,40	2,60	3,00	împregnate cu lac siliconic
Tensiunea de străpungere (benzi împregnate cu lac, cls. B, F)	kV a	3,2	4,9	6,7	7,5	a = la livrare
	b	1,2	2,0	2,6	2,7	b = după 96 ore în 80% umid. rel.
	c	0,7	1,2	2,8	3,6	c = după 96 ore la 150°C
	d	3,5	5,0	7,0	8,0	d = după 96 ore la 120°C
Tensiunea de străpungere (benzi împregnate în lac siliconic)	kV a	2,5	3,0	4,1	4,7	a =
	b	1,0	1,8	2,2	2,5	b =
	c	1,0	1,9	2,5	2,8	c = idem
	d	2,6	3,4	4,4	5,3	d =

Caracteristicile mecanice ale principalelor metale

Material	Caracteristica la rupere		Efortul unitar admisibil				
			Întindere			Compresiune	
	Efortul unitar la rupere σ_r [MPa]	Limita de curgere σ_c [MPa]	I	II	III	I	II
			σ_a [MPa]			σ_{ac} [MPa]	
Oțel de rez. mică	350	380	90	60	30	90	60
	500	450	150	100	50	150	100
Oțel de rez. mare	500	520	120	80	40	120	80
	700	600	180	120	60	180	120
Cupru laminat	200		40	27	13	40	27
	270		54	36	18	54	36
Aliaje de aluminiu	90		10	7	3	—	—
	120		12	8	4	—	—
Bronz cu Sn turnat	200		40	27	13	40	27
	250		50	33	17	50	33
Bronz fosforos	300		60	40	20	60	40
	450		90	60	30	90	60
Alamă laminată	200		40	27	13	40	27
	300		60	40	20	60	40
Fontă prelucrată	135		30	20	10	60	60
	170		55	23	12	100	66

I = Solicitare statică II = Solicitare

ANEXA 14

folosite în construcția mașinilor electrice

Presiuni pe fete care nu alunecă			Efortul unitar admisibil								
			Încovoiere			Forfecare			Torsiune		
I	II	III	I	II	III	I	II	III	I	II	III
p [MPa]			σ_{ai} [MPa]			τ_{af} [MPa]			τ_{at} [MPa]		
80	53	27	90	60	30	72	48	24	60	40	20
100	67	33	150	100	50	120	80	40	120	80	40
100	70	40	120	80	40	96	64	32	90	60	30
150	100	60	180	120	60	144	96	48	144	96	48
35	23	12	40	37	13	—	—	—	—	—	—
50	33	17	54	36	18	—	—	—	—	—	—
—	—	—	15	10	5	—	—	—	—	—	—
—	—	—	20	13	7	—	—	—	—	—	—
30	20	10	40	27	13	—	—	—	30	20	10
40	27	13	50	33	17	—	—	—	40	27	13
50	33	17	60	40	20	45	30	15	45	30	15
75	50	25	90	60	30	70	47	23	70	47	23
30	27	13	40	27	13	32	21	11	32	21	11
45	30	15	60	40	20	48	32	16	48	32	16
70	47	23	46	31	15	30	20	10	42	28	4
80	53	27	60	40	20	35	23	12	55	37	15

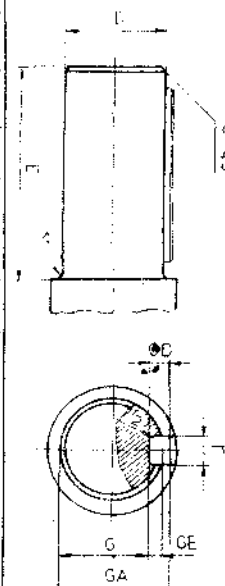
pulsatorie III = Solicitare alternativă simetrică

Dimensiunile capetelor de arbore

Capătul de arbore						Canalul				
D			E		r ₁	F			GE	
Va- loare nomi- nală	Abateri limită		Valoare nominală			Va- loare nomi- nală	Abateri limită N 9	Abateri limită P 9	Valoare nominală	Abateri limită
	Sim- bol	μm	serie nor- mală	serie scurtă						
6	j6	+6 -2	16	—	0,4	2	-4 -29	-6 -31	1,2	+0,1 0
7	j6	+7 -2	16	—	0,4	2	-4 -29	-6 -31	1,2	+0,1 0
8	j6	+7 -2	20	—	0,4	3	-4 -29	-6 -31	1,8	+0,1 0
9	j6	+7 -2	20	—	0,4	3	-4 -29	-6 -31	1,8	+0,1 0
11	j6	+8 -3	23	20	0,4	4	0 -30	-12 -42	2,5	+0,1 0
14	j6	+8 -3	30	25	0,4	5	0 -30	-12 -42	3	+0,1 0
16	j6	+8 -3	40	28	0,4	5	0 -30	-12 -42	3	+0,1 0
18	j6	+8 -3	40	28	0,4	6	0 -30	-12 -42	3,5	+0,1 0
19	j6	+9 -4	40	28	0,4	6	0 -30	-12 -42	3,5	+0,1 0
22	j6	+9 -4	50	36	0,6	6	0 -30	-12 -42	3,5	+0,1 0
24	j6	+9 -4	50	36	0,6	8	0 -36	-15 -51	4	+0,2 0
28	j6	+9 -4	60	42	0,6	8	0 -36	-15 -51	4	+0,2 0
32	k6	+18 +2	80	58	1	10	0 -36	-15 -51	5	+0,2 0
38	k6	+18 +2	80	58	1	10	0 -36	-15 -51	5	+0,2 0
42	k6	+18 +2	110	82	1	12	0 -43	-18 -61	5	+0,2 0
48	k6	+18 +2	110	82	1	14	0 -43	-18 -61	5,5	+0,2 0
55	m6	+30 +11	110	82	1,6	16	0 -43	-18 -61	6	+0,2 0
60	m6	+30 +11	140	105	1,6	18	0 -43	-18 -61	7	+0,2 0
65	m6	+30 +11	140	105	1,6	18	0 -43	-18 -61	7	+0,2 0
70	m6	+30 +11	140	105	1,6	20	0 -52	-22 -74	7,5	+0,2 0
75	m6	+30 +11	140	105	1,6	20	0 -52	-22 -74	7,5	+0,2 0

cilindrice (Extras din STAS 3432/1-87)

de pană						Momente transmissibile		
G		r ₂		GA Va- loare nomi- nală	Dimen- siunile penei F×GD	a	b	c
Va- loare nomi- nală	Abat- teri limită	max.	min.					
mm	mm	mm	mm	mm	mm	Nm	Nm	Nm
4,8	0 -0,1	0,16	0,08	6,8	2×2	—	0,307	0,145
5,8	0 -0,1	0,16	0,08	7,8	2×2	—	0,53	0,25
6,8	0 -0,1	0,16	0,08	8,8	2×2	—	0,85	0,4
7,2	0 -0,1	0,16	0,08	10,2	3×3	—	1,28	0,6
8,5	0 -0,1	0,16	0,08	12,5	4×4	—	2,58	1,22
11	0 -0,1	0,25	0,16	16	5×5	—	6	2,8
13	0 -0,1	0,25	0,16	18	5×5	—	9,75	4,5
14,5	0 -0,1	0,25	0,16	20,5	6×6	—	14,5	6,7
15,5	0 -0,1	0,25	0,16	21,5	6×6	—	17,5	8,25
18,5	0 -0,1	0,25	0,16	24,5	6×6	—	29	13,6
20	0 -0,2	0,25	0,16	27	8×7	—	40	18,5
24	0 -0,2	0,25	0,16	31	8×7	—	69	31,5
27	0 -0,2	0,40	0,25	35	10×8	250	109	50
33	0 0,2	0,40	0,25	41	10×8	425	200	92,5
37	0 -0,2	0,40	0,25	45	12×8	560	280	132
42,5	0 -0,2	0,40	0,25	51,5	14×9	850	450	212
49	0 -0,2	0,40	0,25	59	16×10	1 280	730	345
53	0 -0,2	0,40	0,25	64	18×11	1 650	975	462
58	0 -0,2	0,40	0,25	69	18×11	2 120	1 280	600
62,5	0 -0,2	0,60	0,40	74,5	20×12	2 650	1 700	800
67,5	0 -0,2	0,60	0,40	79,5	20×12	3 250	2 120	1 000

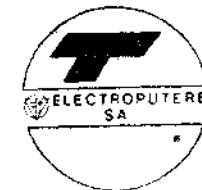


Tabelul 15-1 (continuare)

Capătul de arbore						Canalul de pană										Momente transmisibile				
D			E		r ₁	F			GE		G		r ₂		GA Valoare nomi- nală	Dimen- siunile penei F × GD	a	b	c	
Valo- are nomi- nală	Abateri limită		Valoare nominală			Valo- are nomi- nală	Abateri limită N 9	Abateri limită P 9	Valoare nominală	Abateri limită	Valo- are nomi- nală	Abat- teri limită	max.	min.						
mm	Sim- bol ISO	μm	serie nor- mală	serie seurtă	mm	mm	μm	μm	mm	mm	mm	mm	mm	mm	mm	Nm	Nm	Nm		
80	m6	+30 +11	170	130	1,6	22	0 -52	-22 -74	9	+0,2 0	71	0 -0,2	0,60	0,40	85	22 × 14	3 870	2 650	1 250	
85	m6	+35 +13	170	130	2,5	22	0 -52	-22 -74	9	+0,2 0	76	0 -0,2	0,60	0,40	90	22 × 14	4 750	3 350	1 550	
90	m6	+35 +13	170	130	2,5	25	0 -52	-22 -74	9	+0,2 0	81	0 -0,2	0,60	0,40	95	25 × 14	5 600	4 120	1 900	
95	m6	+35 +13	170	130	2,5	25	0 -52	-22 -74	9	+0,2 0	85	0 -0,2	0,60	0,40	100	25 × 14	6 500	4 870	2 300	
100	m6	+35 +13	210	165	2,5	28	0 -52	-22 -74	10	+0,2 0	90	0 -0,2	0,60	0,40	106	28 × 16	7 750	5 800	2 720	
110	m6	+35 +13	210	165	2,5	28	0 -52	-22 -74	10	+0,2 0	100	0 -0,2	0,60	0,40	116	28 × 16	10 300	8 250	3 870	
120	m6	+35 +13	210	165	4	32	0 -62	-26 -88	11	+0,2 0	109	0 -0,2	0,60	0,40	127	32 × 18	13 200	11 200	5 150	
125	m6	+40 +15	210	165	4	32	0 -62	-26 -88	11	+0,2 0	114	0 -0,2	0,60	0,40	132	32 × 18	15 000	12 800	6 000	
130	m6	+40 +15	250	200	4	32	0 -62	-26 -88	11	+0,2 0	119	0 -0,2	0,60	0,40	137	32 × 18	17 000	14 500	—	
140	m6	+40 +15	250	200	4	36	0 -62	-26 -88	12	+0,2 0	128	0 -0,3	1	0,7	148	36 × 20	21 200	19 000	—	
150	m6	+40 +15	250	200	4	36	0 -62	-26 -88	12	+0,3 0	138	0 -0,3	1	0,7	158	36 × 20	25 800	24 300	—	
160	m6	+40 +15	300	240	4	40	0 -62	-26 -88	13	+0,3 0	147	0 -0,3	1	0,7	169	40 × 22	31 500	30 700	—	
170	m6	+40 +15	300	240	4	40	0 -62	-26 -88	13	+0,3 0	157	0 -0,3	1	0,7	179	40 × 22	37 500	37 500	—	
180	m6	+40 +15	300	240	4	45	0 -62	-26 -88	15	+0,3 0	165	0 -0,3	1	0,7	190	45 × 25	45 000	—	—	
190	m6	+46 +17	350	280	4	45	0 -62	-26 -88	15	+0,3 0	175	0 -0,3	1	0,7	200	45 × 25	53 000	—	—	
200	m6	+46 +17	350	280	6	45	0 -62	-26 -88	15	+0,3 0	185	0 -0,3	1	0,7	210	45 × 25	61 500	—	—	
220	m6	+46 +17	350	280	6	50	0 -62	-26 -88	17	+0,3 0	203	0 -0,3	1	0,7	231	50 × 28	82 500	—	—	
240	m6	+46 +17	410	330	6	56	0 -74	-32 -106	20	+0,3 0	220	0 -0,3	1,6	1,2	252	56 × 32	106 000	—	—	
250	m6	+52 +20	410	330	6	56	0 -74	-32 -106	20	+0,3 0	230	0 -0,3	1,6	1,2	262	56 × 32	118 000	—	—	

SPONSORII LUCRĂRII :

- Societatea comercială „Transformatoare Electroputere” S.A. — Craiova
- Societatea comercială T.M.C. S.A. — Filiași : „Fabrica de motoare electrice”
- Societatea comercială T.M.C. S.A. — Filiași : „Fabrica de transformatoare”



SOCIETATEA COMERCIALĂ TRANSFORMATORE ELECTROPUTERE S.A.

CALEA BUCUREȘTI 144
1100 CRAIOVA — ROMÂNIA
TEL./FAX 40(9)4 — 144395 — TELEX 41234

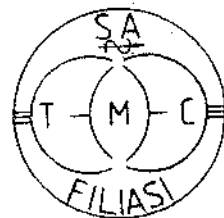
execută și livrează pentru Dvs. :

1. Transformatoare de distribuție în ulei cu puteri între 25 și 1600 kVA, la tensiuni între 6 și 35 kV, cu bobinaje din cupru sau aluminiu și reglajul tensiunii fără sarcină $\pm 2 \times 2.5\%$, în variante cu conservator de ulei sau fără, cu deschiderea tensiunii prin izolatori în aer sau în cablu.
2. Transformatoare de distribuție uscate, cu răcire în aer și puteri până la 1600 kVA, la tensiuni de 6 și 10 kV.
3. Transformatoare de distribuție antigrizutoase cu puteri până la 630 kVA, înglobate în stații complete de distribuție total protejate pentru funcționarea în mine cu pericol de apariție a gazului exploziv (grizu).
4. Transformatoare cu puteri între 400 și 3600 kVA pentru instalații de redresare și pentru convertizoare.
5. Transformatoare cu puteri între 1000 kVA și 50 MVA pentru cuptoare electrice de topit oțel și pentru instalații de încălzire prin inducție.
6. Transformatoare pentru tracțiune electrică cu puteri între 630 și 6650 kVA.
7. Transformatoare de medie putere în ulei, cu puteri între 2, 5 și 16 MVA la tensiuni până la 35 kV, cu reglajul tensiunii cu sau fără sarcină.
8. Transformatoare în ulei cu puteri între 10 și 100 MVA și tensiuni nominale de 110, 154 sau 170 kV, cu reglajul tensiunii sub sarcină destinate stațiilor de distribuție a energiei și cu reglaj fără sarcină destinate blocurilor de generare a energiei.
9. Transformatoare și autotransformatoare cu puteri de 200, 250 și 400 MVA cu reglaj sub sarcină pentru interconectarea rețelelor de 400/200 kV, 400/110 kV și 220/110 kV.

partenerul Dvs. de afaceri, vă așteaptă.



Strada Uzinei; Nr. 2
Filiași; Jud. Dolj
ROMÂNIA



Telefon — 943/61101
/61886
/61597
Fax — 943/61270
Telex — 41305

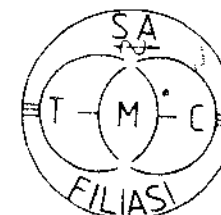
PRODUCE, REPARĂ ȘI COMERCIALIZEAZĂ

- TRANSFORMATORE DE DISTRIBUȚIE ȘI SPECIALE
CU PUTERI ÎNTRE 10 kVA — 4 000 kVA;
- MOTOARE ELECTRICE ASINCRONE DE JOASĂ TENSIUNE CU ROTOR ÎN SCURTCIRCUIT ȘI BOBINAT CU PUTERI ÎNTRE 15 kW ÷ 360 kW;
- CONDENSATOARE DE JOASĂ ȘI MEDIE TENSIUNE
PENTRU ÎMBUNĂȚĂȚIREA FACTORULUI DE PUTERE
ȘI SPECIALE CU PUTERI ÎNTRE 10 kVAR ÷ 100 kVAR.



SOCIETATEA COMERCIALĂ

Strada Uzinei; Nr. 2
Filiași; Jud. Dolj
ROMÂNIA



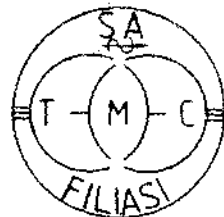
Telefon : 943/61101
943/61886
943/61596
Fax : 943/61270
Telex : 41305

FABRICA DE TRASFORMATOARE PRODUCE TRANSFORMATORE DE DISTRIBUȚIE

- CONSTRUCȚIE TIP ETANȘ — TENSIUNI I.T. : 6 kV ; 10 kV ;
15 kV ; 20 kV ; PUTERI : 16 kVA ; 25 kVA ; 40 kVA ; 63 kVA ; 100 kVA ;
125 kVA ; 160 kVA ; 250 kVA.
- CONSTRUCȚIE CU CONSERVATOR TENSIUNI I.T. : 6 kV ;
10 kV ; 15 kV ; 20 kV. PUTERI : 400 kVA ; 630 kVA ; 1 000 kVA ; 1 600 kVA ;
2 000 kVA ; 2 500 kVA ; 4 000 kVA.
- CONSTRUCȚIE CONFORM CONDIȚIILOR ȘI PARAMETRILOR
IMPUȘI CU PUTERI INTERNE 16 kVA ÷ 2 500 kVA.
- TRANSFORMATORE SPECIALE — PENTRU CUPTOARE,
BOBINE REACTANȚA, AUTOTRANSFORMATORE.

SOCIETATEA COMERCIALĂ

Strada Uzinei; Nr. 2
Filiși; Jud. Dolj
ROMÂNIA
Telefon: 943/61101
943/61778
943/61596
Fax: 943/61270
Telex: 41305



**FABRICA DE MOTOARE ELECTRICE
PRODUCE MOTOARE ELECTRICE ASINCRONE
DE JOASĂ TENSIUNE**

— DE UZ GENERAL GABARITELE: 200; 225; 250; 280;
315; 355

a) CU ROTOR BOBINAT: TURĂȚI SINCRONE 750; 1 000; 1 500
rot/min; $P_{min} = 15$ kW; $P_{max} = 315$ kW;

b) CU ROTOR ÎN SCURT-CIRCUIT: TURĂȚI SINCRONE 750;
1 000; 1 500; 3 000 rot/min; $P_{min} = 15$ kW; $P_{max} = 360$ kW;

— CU SIGURANȚA MĂRITĂ E_{xc} II T_2 ; E_{xc} II T_3 și ANTIEX-
PLOZIVE Exd I BT 4; Exd II BT 4;

— PENTRU INSTALAȚII DE RIDICAT;

— NAVALE ȘI PENTRU TERMOCENTRALE;

— ÎN PROTECȚIE CLIMATICĂ T2; TH2, etc.;

— CU CONDIȚII IMPUSE DERIVATE DIN GAMA ACTUALĂ.

*Colț de tipar 68,75. B.T. 31.01.1994.
Format 16/70×100. Apărut 1994.*

*Imprimeria „Oltenia” Craiova
Str. Maresal Antonescu nr. 102
ROMÂNIA
Plan 9 761/153/1993.*

